

E. PAULSEN

Einige Betrachtungen zum UKW-FM-Empfänger und zum UKW-FM-Stereo-Empfänger

DK 621.396.62:537-962:681.84.087.7

Es werden die theoretisch erforderlichen HF-Störabstände für einwandfreien UKW-Empfang ermittelt, wobei Mono- und Stereo-Betrieb berücksichtigt werden. Das Ergebnis für Mono-Empfang wird mit praktisch ermittelten Werten verglichen. Der allgemein verwendete Amplitudenbegrenzer wird einer kritischen Betrachtung unterzogen.

Zu den Qualitätsmerkmalen eines guten Empfängers gehören zweifellos nicht nur gute niederfrequente Wiedergabeeigenschaften, sondern auch eine möglichst gute Störunterdrückung, die bei senderfernen Empfangsorten eine große Rolle spielt. Besondere Bedeutung gewinnt sie, wenn ein Sendeverfahren eingeführt wird, das die Stereophonie-Übertragung ermöglicht, weil solche Verfahren eine erhöhte Störanfälligkeit mit sich bringen.

1. Theoretisch erreichbarer HF-Störabstand

Von Kulp [1] wurden verschiedene Störfälle für den idealen Empfänger theoretisch untersucht. Insbesondere soll hier der Fall des frequenzmodulierten Nutzsenders und des ebenfalls frequenzmodulierten schwächeren Störsenders untersucht werden. Dabei ist vorausgesetzt, daß Begrenzer und Demodulator ideal sind.

Beim Empfang von FM-Nutz- und -Störsender ergibt sich danach hinter dem Demodulator ein Störspektrum, das die Frequenzen

$$f_{st} = n \Omega + H f_s + V \cdot f_0 \quad (1)$$

enthält, deren Amplituden dem Störhub

$$\Delta f_{st} = \frac{1}{n} q^n (n \Omega + H f_s + V f_0) J_H \left(n \frac{\Delta f_s}{f_s} \right) \cdot J_V \left(n \frac{\Delta f_0}{f_0} \right) \quad (2)$$

entsprechen.

Darin ist $n = 1 \dots \infty$
 $H = -\infty \dots +\infty$
 $V = -\infty \dots +\infty$ } (ganze Zahlen)

Ω die Differenz der beiden Senderfrequenzen ($\Omega \neq 0$),

f_s die Modulationsfrequenz des Störsenders,

Δf_s der Frequenzhub des Störsenders,

f_0 die Modulationsfrequenz des Nutzsenders,

Δf_0 der Frequenzhub des Nutzsenders und

q das Spannungsverhältnis von Stör- zu Nutzspannung am Begrenzereingang.

Um den von diesem Störspektrum hervorgerufenen niederfrequenten Störabstand abschätzen zu können, sollen folgende vereinfachende Annahmen gemacht werden:

- 1) Es sollen alle $J_H \left(n \frac{\Delta f_s}{f_s} \right)$ oder $J_V \left(n \frac{\Delta f_0}{f_0} \right)$ vernachlässigt werden, für die $H \cdot f_s > n \Delta f_s$ beziehungsweise $V \cdot f_0 > n \Delta f_0$ ist.
- 2) Da die im Hörbereich auftretende Gesamtstörung ermittelt werden soll, scheint es zulässig, einen mittleren Wert für $J_H \left(n \frac{\Delta f_s}{f_s} \right)$ beziehungsweise $J_V \left(n \frac{\Delta f_0}{f_0} \right)$ einzuführen, wobei $\Delta f_s \gg f_s$ und $\Delta f_0 \gg f_0$ sei.

Man erhält dann für

$$J_{Hn \text{ mittel}} = \sqrt{\frac{f_s}{2 n \Delta f_s}} \text{ für } H f_s \leq n \Delta f_s$$

und

$$J_{Vn \text{ mittel}} = \sqrt{\frac{f_0}{2 n \Delta f_0}} \text{ für } V f_0 \leq n \Delta f_0$$

Für jede Spektrallinie ist also der Faktor

$$J_H \left(n \frac{\Delta f_s}{f_s} \right) \cdot J_V \left(n \frac{\Delta f_0}{f_0} \right) \text{ im Mittel gleich } \sqrt{\frac{f_s f_0}{4 n^2 \Delta f_s \Delta f_0}} \quad (3)$$

Voraussetzung 1) ist zulässig, weil einerseits die Amplituden der Seitenbänder außerhalb des Bereiches $\pm \Delta f$ sehr schnell abnehmen. Andererseits würden diese Seitenbänder nur bei größeren Frequenzabständen zwischen Nutz- und Störsender eine Rolle spielen. Hier wird aber der erforderliche HF-Störabstand am Empfängereingang im wesentlichen von der Selektion des HF- oder des ZF-Verstärkers bestimmt. Am Begrenzereingang kann der HF-Störabstand höchstens Null sein, weil anderenfalls durch den Unterdrückungseffekt Nutz- und Störsender vertauscht werden.

Voraussetzung 2) ist zulässig, weil die Integration über den doppelten Hörbereich eine Abweichung von der angenommenen konstanten Leistungsdichte mehr oder weniger ausgleicht. Die Leistungsverteilung über den Bereich von $\pm \Delta f$ ist allerdings abhängig von der Kurvenform der modulierenden Schwingung. Bei sinusförmiger Modu-

lation nimmt die Leistungsdichte im Bereich von $\pm \Delta f$ mit wachsendem Abstand vom Träger zu. Hingegen ist beispielsweise bei kurzen Impulsen die Leistungsdichte in Trägernähe am größten. Es wird angenommen, daß eine konstante Leistungsverteilung weder in der einen noch in der anderen Richtung einen unzulässigen Fehler ergibt. Wählt man beispielsweise für V in Gl. (2) zunächst einen festen Wert, dann erhält man ein Spektrum mit $\frac{2n\Delta f_s}{f_s}$ Spektrallinien, deren Frequenzen in dem Bereich von $n\Omega + V \cdot f_0 - n\Delta f_s$ bis $n\Omega + V \cdot f_0 + n\Delta f_s$ liegen. Die Anzahl dieser Spektren, die jeweils um den Betrag f_0 gegeneinander versetzt sind (Bild 1), ist $\frac{2n\Delta f_0}{f_0}$. Von diesem Gesamtspektrum wird — unter Beachtung der oben angegebenen

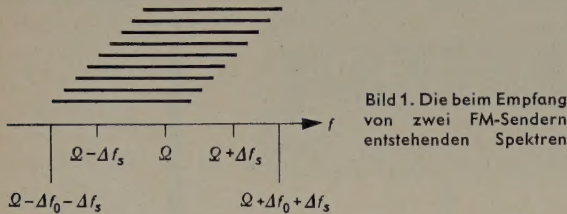


Bild 1. Die beim Empfang von zwei FM-Sendern entstehenden Spektren

Voraussetzungen — ein Bereich von $n\Omega - n\Delta f_s - n\Delta f_0$ bis $n\Omega + n\Delta f_s + n\Delta f_0$ überstrichen. Nimmt man an, daß $\Delta f_s = \Delta f_0$ ist, dann erhält man in diesem Bereich bei der Frequenz f eine Liniendichte von

$$D = \frac{2n\Delta f_0}{f_s \cdot f_0} \left(1 - \frac{|f - n\Omega|}{2n\Delta f_0} \right) \quad (4)$$

Das entspricht aber unter Berücksichtigung der Gl. (2) einer Störleistungsdichte, bezogen auf den Nutzhub Δf_N , von

$$N_{S'} = \frac{1}{n^2} \cdot q^{2n} \cdot \frac{1}{\Delta f_N^2} \cdot f^2 \cdot \frac{1}{2n\Delta f_0} \left(1 - \frac{|f - n\Omega|}{2n\Delta f_0} \right) \quad (5)$$

Bild 2 zeigt als Beispiel den Verlauf der Leistungsdichte für einen Frequenzversatz von 100 kHz für $n = 1$ und $n = 2$.

Um die in den Hörbereich von $-f_H$ bis $+f_H$ fallende Störleistung zu erhalten, wird eine kontinuierliche Leistungsverteilung angenommen und über den Bereich $-f_H < f < +f_H$ integriert. Zu berücksichtigen ist bei der endgültigen Ermittlung der Störleistung erstens die Deemphasis des Empfängers und zweitens der Nutzhub. Bei den UKW-FM-Sendern wird ein Hub von 42 kHz bei 1000 Hz eingepegelt. Dieser Wert entspricht dem Nutzhub. Der tatsächliche Spitzenhub erreicht infolge der Anhebung der hohen Frequenzen durch die Preemphasis Werte von etwa 75 kHz.

Man erhält für den niederfrequenten Störabstand

$$\begin{aligned} \frac{U_s^2}{U_0^2} &= \int_{-f_H}^{+f_H} \frac{N_{S'} \cdot df}{1 + \frac{f^2}{f_g^2}} \\ &= \frac{q^{2n} f_g^2}{n^3 \Delta f_N^2 \cdot 2 \Delta f_0} \left[2f_H - 2f_g \left(\arctan \frac{f_H}{f_g} \right) \right] \left(1 - \frac{|\Omega|}{2 \Delta f_0} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

für $+f_H < \Omega < -f_H$.

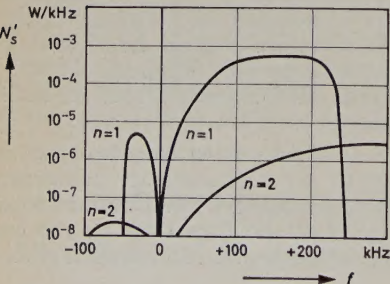


Bild 2. Leistungsverteilung des Störspektrums; $\Omega = 100$ kHz, $\Delta f_0 = \Delta f_s = 75$ kHz, $f_N = 42$ kHz (Bezugswert)

$f_g = 3,2$ kHz ist die Grenzfrequenz der Deemphasis bei einer Zeitkonstante von 50 μ s. Dabei darf der Bereich von $f = +n(\Omega - 2\Delta f_0)$ bis $+n(\Omega + 2\Delta f_0)$ nicht überschritten werden. Es zeigt sich, daß der Fehler von $\frac{U_s}{U_0}$ nicht sehr groß ist, wenn nur $n = 1$ berücksichtigt wird. Für $f_H = 15$ kHz, $n = 1$, $\Delta f_N = 42$ kHz und verschiedene Δf_0 wurde der erforderliche HF-Störabstand für einen NF-Störabstand von 52 dB ermittelt (Bild 3).

Einen davon abweichenden HF-Störabstand erhält man für kleine Werte von Ω , wenn beide Sender unmoduliert sind. Der Störhub ist dann für kleine Werte von q

$$\Delta f_{st} = q \Omega$$

Bei Berücksichtigung der Deemphasis erhält man für 52 dB NF-Störabstand die im Bild 3 gestrichelt eingetragene Kurve. Diese Störung bei unmodulierten Sendern tritt naturgemäß nur dann auf, wenn sie innerhalb des Hörbereiches liegt.

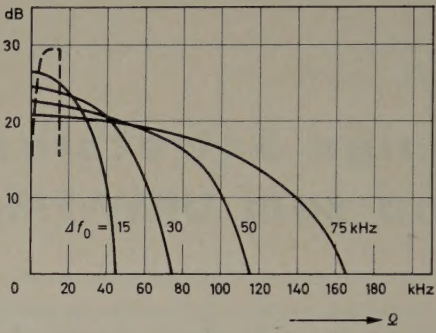


Bild 3. Erforderlicher HF-Störabstand, wenn Nutz- und Störsender moduliert sind; $\Delta f_0 = \Delta f_s$, NF-Störabstand = 52 dB, bezogen auf 42 kHz Frequenzhub

Nun sei noch kurz der Fall des unmodulierten Nutz- und des modulierten Störsenders betrachtet. Man erhält hier mit Gl. (2) und den oben angegebenen Voraussetzungen ein Spektrum, das sich nur über den Bereich $n\Omega + n\Delta f_s$ bis $n\Omega - n\Delta f_s$ erstreckt. Die Leistungsdichte ist hierbei, bezogen auf den Nutzhub,

$$N_{S'} = \frac{q^{2n}}{n^2} \cdot f^2 \cdot \frac{1}{\Delta f_N^2 \cdot 2 \Delta f_s}$$

Damit ergibt sich gemäß Gl. (6)

$$\frac{U_s^2}{U_0^2} = \frac{q^{2n} f_g^2}{\Delta f_N^2 \cdot \Delta f_s} \cdot \left(f_H - f_g \arctan \frac{f_H}{f_g} \right) \quad (8)$$

für

$$-(\Delta f_s - f_H) < \Omega < +(\Delta f_s - f_H)$$

Der erforderliche HF-Störabstand für $n = 1$ bei verschiedenen Δf_s ist im Bild 4 zu sehen.

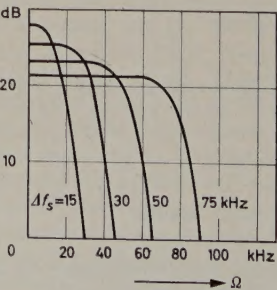


Bild 4. Erforderlicher HF-Störabstand, wenn nur der Störsender moduliert ist

Ermittelt man aus den Kurven der Bilder 3 und 4 den jeweils erforderlichen ungünstigsten Störabstand, dann erhält man die Kurve im Bild 5. Es erhebt sich nun die Frage, ob diese Werte von den üblichen Empfängern erreicht werden.

2. Praktisch ermittelte Störabstände

Es sind Untersuchungen beschrieben worden [2], bei denen unter anderem der Mittelwert der bei 17 verschiedenen Empfängern für eine gute Wiedergabequalität erforderlichen Störabstände durch subjektive Beurteilung festgestellt wurde. Um näherungsweise den HF-Störabstand am Begrenzeingang zu erhalten, wurde die statische

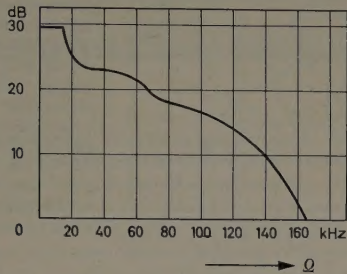


Bild 5. Aus den Bildern 3 und 4 ermittelter resultierender HF-Störabstand am Begrenzeingang; NF-Störabstand = 52 dB, bezogen auf 42 kHz Frequenzhub

Durchlaßkurve, die für diese Empfänger angegeben ist, berücksichtigt und der erforderliche HF-Störabstand in Abhängigkeit vom Frequenzversatz aufgetragen (Bild 6). Es zeigt sich, daß die Kurven in den Bildern 5 und 6 im Bereich von $-100 \dots +100$ kHz ähnlichen Verlauf haben. (Ein absoluter Vergleich ist nicht möglich, weil der bei der Rechnung mit 52 dB angenommene Störabstand etwas anders sein kann als der bei der subjektiven Beurteilung verlangte.) Dann

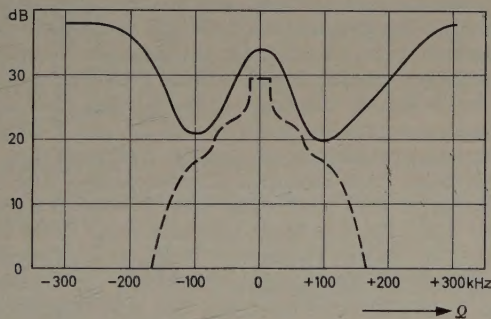


Bild 6. Praktisch ermittelter HF-Störabstand im Vergleich zu der Kurve im Bild 5

steigt jedoch der erforderliche Abstand nach Bild 6 wieder stark an, so daß eine Annäherung an den theoretisch ermittelten Verlauf nur bei kleinen Frequenzabständen gegeben ist. Dieses Verhalten ist insbesondere auf die Frequenzabhängigkeit des Begrenzers zurückzuführen.

3. Eigenschaften des Gitterstrombegrenzers

Der meistens verwendete Gitterstrombegrenzer nutzt die an einem RC -Glied vom Gitterstrom hervorgerufene Spannung zur Arbeitspunktverschiebung aus, so daß am Anodenkreis eine weitgehend konstante Spannung entsteht. Die Verwendung des RC -Gliedes bedeutet aber, daß die Gittervorspannung sich wegen der endlichen Zeitkonstante nicht beliebig schnell ändern kann. Damit ergibt sich bei schnellen Amplitudenschwankungen eine schlechtere AM-Unterdrückung. Das kann sogar so weit gehen, daß der Modulationsgrad vergrößert wird oder daß periodisch eine völlige Austastung erfolgt. Diese Frequenzabhängigkeit kann bewirken, daß der modulierte Störsender, der zum Beispiel einen Frequenzabstand von 200 kHz haben möge, an den Bandfiltern des ZF-Verstärkers eine seiner FM synchrone AM erhält.

Die am Begrenzer auftretende Gesamtschwingung von Nutz- und Störsender ist dann sowohl mit der Modulationsfrequenz des Störsenders als auch mit der Frequenzdifferenz von 200 kHz amplitudenmoduliert.

Der Begrenzer gleicht nun zwar die niederfrequente, aber nicht oder nur unwesentlich die 200-kHz-AM aus. Das ist aber gleichbedeutend

mit einer Übertragung der niederfrequenten AM auf den Nutzträger und bringt somit ein verständliches Übersprechen vom Stör- auf den Nutzsender. Eine Herabsetzung der Zeitkonstante des RC -Gliedes bringt keine wesentliche Besserung. Für den allgemein verwendeten Ratiodektektor gilt Entsprechendes. Bei ihm wird ebenfalls ein RC -Glied verwendet und damit auch der oben beschriebene Effekt verursacht. Teilweise vermieden wird dieses Übersprechen aber, wenn ein frequenzunabhängiger Begrenzer und zum Beispiel der Riegger-Diskriminator Anwendung finden.

4. Theoretisch erreichbarer HF-Störabstand beim Stereo-Empfang

Bei den meisten UKW-Stereo-Übertragungsverfahren wird das M -Signal direkt auf den Hauptträger und das S -Signal auf einen Hilfsträger moduliert. Der Hilfsträger wird entweder amplituden- oder frequenzmoduliert; bei der AM läßt sich mit Unterdrückung des oberen Seitenbandes noch ein gewisser Vorteil erreichen. Der Hauptträger wird sowohl durch das M -Signal als auch durch den Hilfsträger frequenzmoduliert.

Man betrachte zunächst die Rauschspannung, die in Haupt- und Hilfskanal auftritt. Es sei $U_R \cdot \sqrt{df}$ die Rauschspannung im Bereich df . Dann ist der niederfrequente Rauschabstand im Hauptkanal bei Berücksichtigung der Deemphasis

$$\begin{aligned} \frac{U_{R'}}{U_0'} &= \frac{U_R}{U_0} \cdot \sqrt{\int_{-f_H}^{+f_H} \frac{f^2 \cdot df}{1 + \frac{f^2}{f_g^2}}} \cdot \frac{1}{\Delta f_N} \\ &= \frac{U_R}{U_0} \cdot \sqrt{\left(f_H - f_g \arctan \frac{f_H}{f_g}\right) 2 f_g^2} \cdot \frac{1}{\Delta f_N} \end{aligned}$$

Für $f_H = 15$ kHz, $f_g = 3,2$ kHz und $\Delta f_N = 42$ kHz ergibt sich

$$\frac{U_{R'}}{U_0'} = \frac{U_R}{U_0} \cdot 0,351$$

Bei frequenzmoduliertem Hilfsträger ist der Störabstand im Hilfskanal

$$\begin{aligned} \frac{U_{R'}}{U_0'} &= \frac{U_R}{U_0} \cdot \frac{1}{\Delta f_2 \cdot \Delta f_2'} \cdot \sqrt{2 \int_{f_2 - f_H}^{f_2 + f_H} \frac{f^2 (f - f_2)^2}{1 + \frac{f^2}{f_g^2}} \cdot df} \\ &= \frac{U_R}{U_0} \cdot \frac{1}{\Delta f_2 \cdot \Delta f_2'} \times \\ &\times \sqrt{4 f_g^2 \left[f_H \cdot f_2^2 + \frac{f_H^3}{3} - f_g^2 f_H + (f_g^3 - f_g f_2^2) \cdot \arctan \frac{f_H}{f_g} \right]} \end{aligned}$$

Dabei ist f_2 die Frequenz des Hilfsträgers, Δf_2 der Hub des Hilfsträgers und $\Delta f_2'$ der Hub des Hauptträgers durch den Hilfsträger.

Mit $f_2 = 50$ kHz, $\Delta f_2 = 14$ kHz und $\Delta f_2' = 37,5$ kHz ergibt sich

$$\frac{U_{R'}}{U_0'} = \frac{U_R}{U_0} \cdot 2,02$$

Das ist gegenüber dem Hauptkanal bei 42 kHz Hub eine Verminderung um 15,2 dB. Da der Hub des Hauptträgers im Beispiel zur Hälfte von dem Hilfsträger ausgenutzt wird, muß der Hub für das M -Signal um 6 dB reduziert werden. Der Maximalhub des Hilfsträgers wurde mit 25 kHz angenommen; als Nutzhub gilt wegen der Preemphasis wieder der um 5 dB niedrigere Wert. Beim PAM-Verfahren wird der Hilfsträger amplitudenmoduliert und nur das untere Seitenband übertragen. Wird im Empfänger ein Tiefpaß verwendet, der hinter dem ersten Demodulator alle Frequenzen oberhalb der Hilfsträgerfrequenz unterdrückt, dann wird der Störabstand für das S -Signal

$$\frac{U_{R'}}{U_0'} = \frac{U_R}{U_0} \cdot \frac{1}{\Delta f_N} \sqrt{2 \int_{f_2-f_H}^{f_2} \frac{f^2 \cdot df}{1 + \frac{(f_2-f)^2}{f_g^2}}}$$

$$= \frac{U_R}{U_0} \cdot \frac{1}{\Delta f_N} \times$$

$$\times \sqrt{2 f_g^2 \left[\left(\frac{f_2^2}{f_g} - f_g \right) \arctan \frac{f_H}{f_g} + f_H - f_2 \ln \frac{f_g^2 + f_H^2}{f_g^2} \right]}$$

Für $\Delta f_N = 42$ kHz und $f_2 = 30$ kHz wird

$$\frac{U_{R'}}{U_0'} = \frac{U_R}{U_0} \cdot 1,86$$

Das ist gegenüber dem Hauptkanal eine Verschlechterung von 14,5 dB. Der Nutzhub von 42 kHz ergibt sich allerdings nur, wenn das S-Signal den theoretischen Maximalwert hat.

Beim amplitudenmodulierten Hilfsträger mit zwei Seitenbändern ergibt sich der Störabstand für das S-Signal bei einem Modulationsgrad von 100%

$$\frac{U_{R'}}{U_0'} = \frac{U_R}{U_0} \cdot \frac{1}{\Delta f_N} \cdot \sqrt{2 \int_{f_2-f_H}^{f_2+f_H} \frac{f^2 \cdot df}{1 + \frac{(f_2-f)^2}{f_g^2}}}$$

$$= \frac{U_R}{U_0} \cdot \frac{1}{\Delta f_N} \cdot \sqrt{4 f_g^2 \left[\left(\frac{f_2^2}{f_g} - f_g \right) \arctan \frac{f_H}{f_g} + f_H \right]}$$

Für $\Delta f_N = 21$ kHz und $f_2 = 30$ kHz wird

$$\frac{U_{R'}}{U_0'} = \frac{U_R}{U_0} \cdot 5,22$$

Das ist gegenüber dem Hauptkanal bei 42 kHz Hub eine Verminderung um 23,4 dB. Der Hub des Hauptträgers wird bei diesem Beispiel wieder zur Hälfte vom Hilfsträger ausgenutzt, so daß der Hub für das M-Signal um 6 dB zu verringern ist.

Der ungünstigere Störabstand bei den Hilfsträgerverfahren ergibt sich selbstverständlich nicht nur gegenüber dem Rauschen, sondern auch gegenüber einem Störsender. Es seien deshalb die Überlegungen des Abschnittes 1 für den Stereo-Empfänger erweitert. Es werden die gleichen Voraussetzungen wie in jenem Abschnitt gemacht, nur muß jetzt über den durch den Hilfsträger bedingten Bereich $f_2 - f_H$ bis f_H oder $f_2 - f_H$ bis $f_H + f_2$ sowohl unterhalb wie auch oberhalb der Trägerfrequenz integriert werden.

Für FM-Multiplex ist dann der Störabstand

$$\frac{U_s^2}{U_0^2} = \int_{f_2-f_H}^{f_2+f_H} \frac{N_s' \cdot (f-f_2)^2}{\Delta f_2^2 \cdot \Delta f_2'^2} \cdot \frac{df}{1 + \left(\frac{f-f_2}{f_g} \right)^2}$$

und für den amplitudenmodulierten Hilfsträger

$$\frac{U_s^2}{U_0^2} = \int_{f_2-f_H}^{f_2+f_H} \frac{N_s' df}{1 + \left(\frac{f-f_2}{f_g} \right)^2}$$

für jeweils eine Seite. Um den Gesamtstörabstand zu erhalten, ist die Summe für oberes und unteres Seitenband zu bilden.

Bei den drei oben betrachteten Fällen wurden die erforderlichen HF-Störabstände dafür ermittelt, daß beide Sender unmoduliert sind, daß ein Sender moduliert ist und daß beide Sender mit gleichem Hub moduliert sind. Es wurden wie beim Mono-Empfänger die jeweils ungünstigsten Fälle behandelt und im Bild 7 dargestellt. Zum Vergleich ist die Kurve für Mono-Empfang ebenfalls eingezeichnet. Die Verschlechterung der Empfangsbedingungen beschränkt sich nicht nur auf einen größeren erforderlichen HF-Störabstand, sondern auch

die „Störeinfangbreite“ ist hier, je nach Verfahren, größer geworden. Besonders große Störabstände sind im unmodulierten Fall erforderlich, wenn die Frequenz des Störsenders in der Nähe der Hilfsträgerfrequenz liegt.

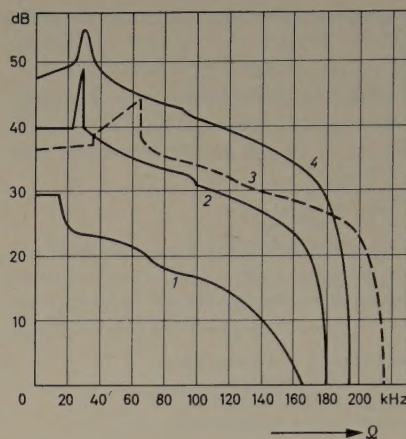


Bild 7. Erforderlicher HF-Störabstand bei Stereo-Empfang im Vergleich zum Mono-Empfang; NF-Störabstand im S-Kanal = 42 dB. 1 Mono-Empfang, Nutzhub 42 kHz; 2 PAM-Stereo-Verfahren, Nutzhub 42 kHz, Hilfsträger 30 kHz; 3 frequenzmodulierter Hilfsträger (50 kHz), Nutzhub $\Delta f_2 = 37,5$ kHz, $\Delta f_2' = 14$ kHz; 4 amplitudenmodulierter Hilfsträger (30 kHz) mit einem Nutzhub von 21 kHz

Eine kleine Verbesserung ist aber gegebenenfalls erreichbar und sei im folgenden gezeigt. Bei der Stereo-Technik wird zwischen Links- und Rechtssignal (A und B) und zwischen Mitten- und Seitensignal (M und S) unterschieden, wobei $M = A + B$ und $S = A - B$ ist. Theoretisch kann, wenn die Amplituden von A und B höchstens gleich ± 1 sind, $M = 2$ oder $S = 2$ werden. In der Praxis hat sich aber gezeigt, daß die Amplituden von M und S kleiner bleiben. Im Schrifttum [3] wird zum Beispiel angegeben, daß M um etwa 4 dB und S um etwa 2 dB größer als A oder B wird. Das bedeutet aber, daß man bei einigen Verfahren den M -Kanal um 2 dB und den S -Kanal um 4 dB stärker aussteuern kann, als nach der theoretischen Überlegung zunächst angenommen werden konnte. Beim PAM-Verfahren ist die Anhebung des S -Signals allerdings ausgeschlossen (falls nicht besondere Maßnahmen getroffen werden), weil M - und S -Signal durch die Pulsabtastung zwangsläufig miteinander verknüpft sind. Für das M -Signal gilt beim PAM-Verfahren Entsprechendes. Der zulässige Maximalhub von 75 kHz wird schon vom A - oder B -Signal allein erreicht. Der Hub für den Mono-Empfänger ist dabei aber nur 37,5 kHz, weil die andere Hälfte vom S -Signal beansprucht wird. Eine um 2 dB stärkere Aussteuerung würde also zur Übersteuerung führen. Diese 2 dB gehen nun allerdings dem Mono-Empfänger beim PAM-Betrieb verloren, weil für ihn die Aussteuerung im Verhältnis zum Normalbetrieb um diesen Betrag verringert wird. Dem stehen aber nun die 6 dB gegenüber, um die der Nutzhub des Hauptträgers bei den anderen Verfahren zugunsten des Hilfsträgers vermindert werden muß, wenn die oben angenommenen Werte zugrunde gelegt werden.

Um einen besseren Vergleich zu ermöglichen, sind für einen Störsender mit dem Frequenzversatz $\Omega = 0$ und $\Omega = 100$ kHz die erforderlichen HF-Störabstände für 52 dB NF-Störabstand nachstehend zusammengefaßt, wobei die von Crosby angegebenen Zahlen berücksichtigt wurden.

	$\Omega = 0$		$\Omega = 100$ kHz	
	M-Kanal	S-Kanal	M-Kanal	S-Kanal
Mono	29,5 dB	—	16,5 dB	—
PAM	31,5 dB	39,5 dB	18,5 dB	31 dB
AM-Hilfsträger	35,5 dB	43,5 dB	22,5 dB	37 dB
FM-Hilfsträger	35,5 dB	32,5 dB	22,5 dB	30 dB

Schrifttum

- [1] Kulp, M.: Empfangsstörungen bei FM- und AM-Empfängern. Arch. elektr. Übertr. Bd. 6 (1952) S. 17–28, S. 143–148 u. S. 388–389
- [2] Gramatke, B., Netzband, R., u. Paulsen, E.: Erforderliche HF-Störabstände bei modernen UKW-FM-Empfängern. Rundfunktechn. Mitt. Bd. 2 (1958) Nr. 2, S. 41–53
- [3] Crosby, M.: Compatible system of FM-multiplex-stereo transmission. Radio Instrum. Communic. Bd. 2 (1959) Nr. 1, S. 7-12

(eingegangen am 13. April 1960)

Der Unterschied im Kreuzmodulationsverhalten zwischen einem HF-Legierungs- und einem Drifttransistor im Frequenzbereich bis zu etwa 1 MHz

DK 621.382.333

Der Basiswiderstand eines HF-Legierungstransistors ist im Vergleich zu dem eines Drifttransistors um ungefähr eine Zehnerpotenz größer, deshalb zeigen beide Transistortypen ein unterschiedliches Kreuzmodulationsverhalten. Mit experimentellen Ergebnissen wird gezeigt, daß für verschiedene zusätzliche Widerstände in der Basiszuleitung bei größeren Werten die Unterschiede im Kreuzmodulationsverhalten zwischen den beiden Transistortypen immer mehr verschwinden. — Besonders wenn ein zusätzlicher äußerer Widerstand in der Basiszuleitung liegt, ist der Einfluß des Stromverstärkungsfaktors auf das Kreuzmodulationsverhalten sehr deutlich. Die Untersuchungen gelten für niedrige Frequenzen. Das Verhalten bei höheren Frequenzen wird kurz angedeutet. Um die Kreuzmodulation zu vermindern, wird auf eine Schaltung hingewiesen, in der die Kreuzmodulation durch eine Gegenmodulation kompensiert wird.

1. Einleitung

In einem mit Transistoren bestückten HF-Verstärker kann — genauso wie in einem mit Röhren bestückten Verstärker — als Folge einer nichtlinearen Kennlinie Kreuzmodulation auftreten. Man versteht darunter die Erscheinung, daß bei Empfang eines im allgemeinen schwachen Senders (Nutzsender) die Modulation eines viel stärkeren, auf einer anderen Frequenz arbeitenden Senders (Störsender) zu hören ist, während man ohne Vorhandensein der Nutzsender-Trägerwelle die Störsendermodulation nicht hört. Diese Störung ist daher durch eine noch so gute Selektion der Zwischenfrequenzfilter nicht mehr zu beseitigen.

2. Steuereigenschaften des Transistors in Emitterschaltung

Ähnlich der Katodenbasisschaltung in Röhrenverstärkern, kommt bei Transistorverstärkern der Emitterschaltung die größte Bedeutung zu. Bei ausgangsseitigem Kurzschluß des Transistors ($R_a = 0$ im Bild 1) werden die Verzerrungen von der Nichtlinearität des Kurzschluß-Eingangswiderstandes und von der Nichtlinearität der Kurzschluß-Stromverstärkung bestimmt.

Bei niedrigen Frequenzen, bei denen man die Diffusionskapazität vernachlässigen kann, besteht nach dem Boltzmannschen Gesetz zwischen der Steuerspannung U_{EB}^* an der Emittersperrschicht und dem Basisstrom näherungsweise ein exponentieller Zusammenhang [1, 2]. Die Spannung U_{EB} am äußeren Basisanschluß muß beim wirklichen Transistor um den Spannungsabfall $I_B R_B$ am Basiswiderstand R_B größer sein als U_{EB}^* .

$$I_B = I_0 \exp \frac{U_{EB} - I_B R_B}{U_T} \quad (1)$$

Darin ist

$$U_T = \frac{k T}{e} \quad (2)$$

die Temperaturspannung ($U_T \approx 26 \text{ mV}$ bei 23°C), k die Boltzmannsche Konstante, T die absolute Temperatur und e die Elementarladung.

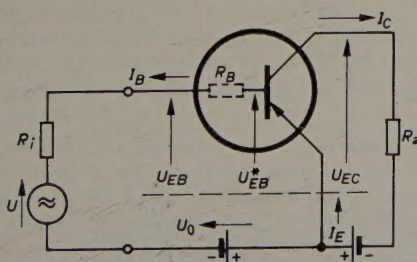


Bild 1. Bezeichnung der Ströme und Spannungen am Transistor

Die ursprüngliche Exponentialfunktion ist um den Spannungsabfall $I_B R_B$ geschert [3, 4]; der Basiswiderstand R_B linearisiert die Kurve (Bild 2).

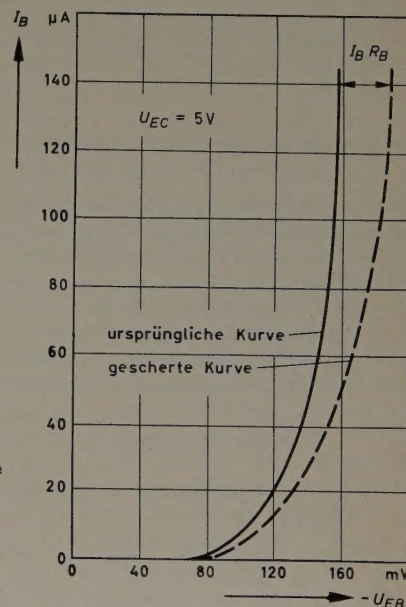


Bild 2. I_B - U_{EB} -Kennlinie

Die Leitfähigkeit des Basismaterials bestimmt die Größe des Basiswiderstandes. Bei einem Legierungstransistor ist diese Leitfähigkeit näherungsweise konstant und niedrig, deshalb ist der Basiswiderstand gebräuchlicher HF-Legierungstransistoren ungefähr 100Ω . Bei einem Drifttransistor ist diese Leitfähigkeit nicht konstant. Mit Hilfe einer gezielten Dotierung des Basismaterials erzeugt man einen Gradienten der Störstellenkonzentration von der Emitter- zur Kollektorseite des Basisblättchens, und der Basiswiderstand gebräuchlicher HF-Drifttransistoren ist dann nur noch etwa 10Ω .

Der Basisstrom I_B steuert den im Ausgangskreis fließenden Kollektorstrom I_C ebenfalls nichtlinear, aber diese Nichtlinearität soll in der vorliegenden Arbeit nicht diskutiert werden. Es wird vielmehr die Annahme gemacht, daß der Stromverstärkungsfaktor β , der diesen Zusammenhang beschreibt, zwar für jeden Arbeitspunkt einen anderen Wert haben kann, für den kleinen Aussteuerungsbereich um den eingestellten Arbeitspunkt aber näherungsweise als konstant anzusehen ist. Deshalb können die nichtlinearen Verzerrungen einschließlich der Kreuzmodulation an der nichtlinearen Kennlinie des Kurzschluß-Eingangswiderstandes studiert werden.

Bei Berücksichtigung des Generatorinnenwiderstandes R_i (Bild 1) erhält man statt Gl. (1)

$$I_B = I_0 \exp \frac{U - I_B (R_i + R_B)}{U_T} \quad (3)$$

Der Innenwiderstand des Generators vergrößert den Widerstand in der Basiszuleitung und vermindert dadurch die wirksame Steuerspannung an der Emittersperrschicht.

3. Ursache und Charakterisierung der Kreuzmodulation

Zur Berechnung der Kreuzmodulation wird die nichtlineare Kennlinie mit den ersten Gliedern einer Taylorschen Reihe angenähert und

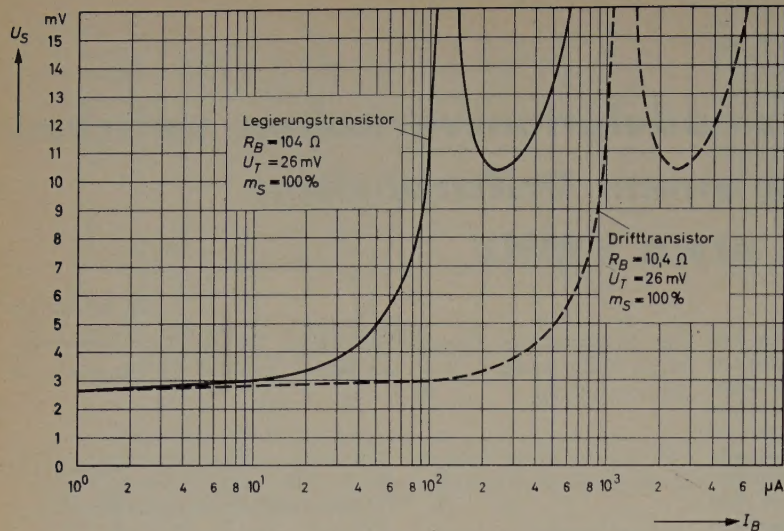


Bild 3 Nach Gl. (5) errechnete effektive Störspannung für 1% Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Basisstrom

Im Bild 3 sind für das Beispiel eines Legierungstransistors ($R_B = 104 \Omega$, $U_T = 26 \text{ mV}$ und $m_S = 100\%$) und eines Drifttransistors ($R_B = 10,4 \Omega$, $U_T = 26 \text{ mV}$ und $m_S = 100\%$) die nach Gl. (5) errechneten Störspannungen für 1% Kreuzmodulation aufgetragen. Bei sehr kleinen Strömen haben diese Störspannungen nach Gl. (7) mit wachsendem Basisstrom steigen die Funktionen an und haben jeweils bei dem Basisstrom

$$I_{B0} = \frac{U_T}{2 R_B} \quad (8)$$

einen Pol. Nach Durchlaufen der Polstelle fallen diese Funktionen zwar wieder auf einen Wert von $U_S = 10 \dots 11 \text{ mV}$ ab, steigen aber mit wachsendem Basisstrom erneut sehr schnell an, weil im Zähler der Gl. (5) das Produkt $I_B R_B$ immer weiter anwächst.

Diese Polstelle der Störspannungsfunktion nach Gl. (5) beziehungsweise Nullstelle der Funktion des Kreuzmodulationsgrades nach Gl. (4) ist durch die linearisierende Wirkung des Basiswiderstandes (Bild 2) zu erklären [7]. Die gesicherte Exponentialfunktion geht bei größeren Strömen in eine Gerade über, deshalb wächst die Funktion der ersten Ableitung, die Steilheitsfunktion, bei kleinen Strömen exponentiell an und biegt bei größeren Strömen in eine Parallele zur Abszisse ab. Diese s-förmige Kurve hat einen Wendepunkt, in dem die zweite Ableitung, das ist aber die dritte Ableitung der Steuer-

als Steuerspannung die Summe aus einer unmodulierten Nutzspannung (\hat{U}_N Amplitude, f_N Trägerfrequenz) und einer amplitudenmodulierten Störspannung (\hat{U}_S Amplitude, m_S Modulationsgrad, f_{NS} Modulationsfrequenz, f_S Trägerfrequenz) angesetzt. Da die amplitudenmodulierte Störspannung drei Frequenzen enthält, werden hier also Spannungen von insgesamt vier Frequenzen, nämlich f_N , f_S , $f_S + f_{NS}$ und $f_S - f_{NS}$ der Basis des Transistors zugeführt [5]. Der Ausgangskreis sei auf die Trägerfrequenz f_N des Nutzsenders abgestimmt, deshalb können im Ausgangskreis nur Spannungen entstehen, deren Frequenzen in unmittelbarer Nähe von f_N liegen. Das sind

$$f_N, f_N + f_S - (f_S + f_{NS}) = f_N - f_{NS}$$

und

$$f_N - f_S + f_S + f_{NS} = f_N + f_{NS}$$

Diese Überlegung zeigt, daß infolge der nichtlinearen Kennlinie die Modulation des Störsenders auf den Träger des Nutzsignals übertragen wird. Der im Schrifttum [6] angegebene Kreuzmodulationsgrad

$$m_k = \frac{1}{2} \frac{|U_T - 2 I_B R_B|}{(U_T + I_B R_B)^4} m_S U_T \hat{U}_S^2 \quad (4)$$

ist ein Maß für diese nichtlineare Verzerrung.

Der Kreuzmodulationsgrad ist proportional dem Quadrat der Amplitude des Störsignals und dem Modulationsgrad des Störsenders sowie unabhängig von der Amplitude und dem Modulationsgrad des Nutzsignals. Aus der Tatsache, daß die Modulation des Störsignals als eine Modulation des Nutzsignalträgers erscheint, sieht man, daß eine einmal vorhandene Kreuzmodulation selbst mit Siebmitteln hinter dem Transistor, in dem sie entstanden ist, nicht mehr beseitigt werden kann.

Bei Empfängerröhren ist es gebräuchlich, die Kreuzmodulations-eigenschaften durch die Abhängigkeit der effektiven Störspannung U_S für einen Kreuzmodulationsgrad $m_k = 1\%$ vom Arbeitspunkt darzustellen. Für einen Transistor erhält man aus Gl. (4) die analoge Beziehung

$$U_S = \frac{0,1}{\sqrt{m_S U_T}} \cdot \frac{(U_T + I_B R_B)^2}{\sqrt{|U_T - 2 I_B R_B|}} \quad (5)$$

4. Diskussion der theoretischen und experimentellen Ergebnisse

Bei vernachlässigbar kleinem Basiswiderstand R_B oder bei kleinen Basis- oder Emittterströmen, das heißt bei einer exakten Exponentialfunktion, werden die Gl. (4) und (5) sehr einfach.

$$m_k = \frac{1}{2} m_S \frac{\hat{U}_S^2}{U_T^2} \quad (6)$$

$$U_S = \frac{0,1 U_T}{\sqrt{m_S}} \quad (7)$$

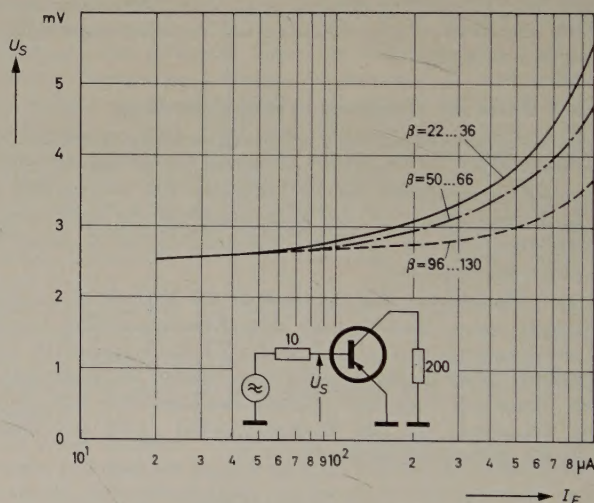


Bild 4. An verschiedenen Legierungstransistoren (AF 101) gemessene effektive Störspannung für 1% Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Emittterstrom ($U_{EC} = 6 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$)

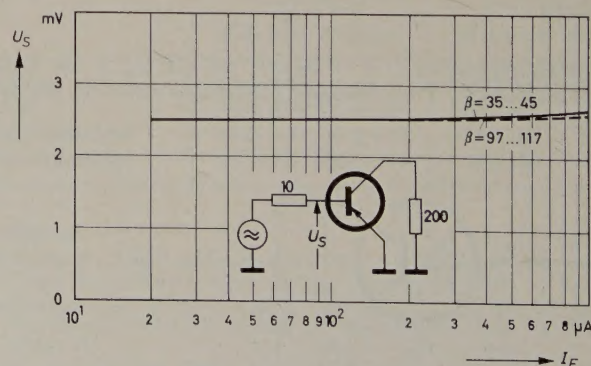


Bild 5. An verschiedenen Drifttransistoren (AF 105) gemessene effektive Störspannung für 1% Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Emittterstrom ($U_{EC} = 6 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$)

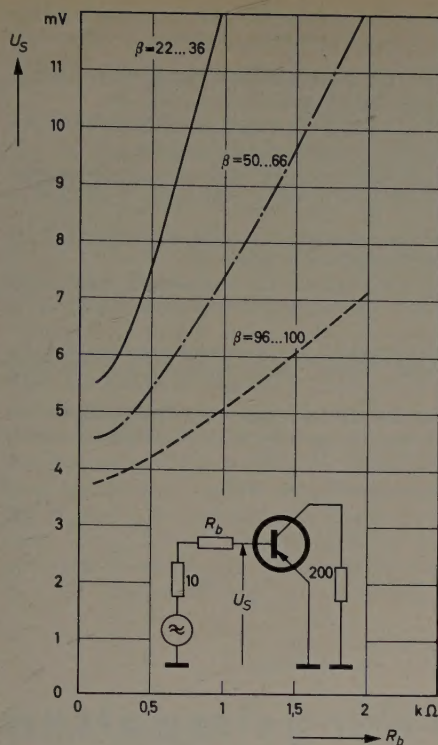


Bild 6. An Legierungstransistoren (AF 101) gemessene effektive Störspannung für 1% Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom zusätzlichen Widerstand R_b in der Basiszuleitung ($U_{EC} = 6 \text{ V}$, $I_E = 1 \text{ mA}$, $f = 1 \text{ kHz}$)

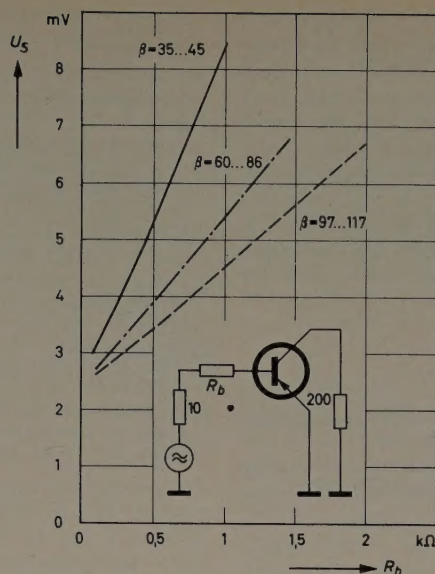


Bild 7. An Drifttransistoren (AF 105) gemessene effektive Störspannung für 1% Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom zusätzlichen Widerstand R_b in der Basiszuleitung ($U_{EC} = 6 \text{ V}$, $I_E = 1 \text{ mA}$, $f = 1 \text{ kHz}$)

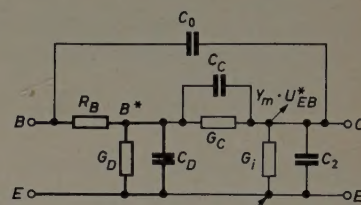


Bild 8. Ersatzschaltung eines Transistors in Emitterschaltung

kennlinie, verschwindet. Der Kreuzmodulationsgrad ist proportional der dritten Ableitung und hat deshalb in dem beschriebenen Punkt eine Nullstelle.

Ein Vergleich der beiden errechneten Funktionen zeigt, daß die Polstelle beim Drifttransistor um eine Dekade zu größeren Strömen hin verschoben ist, weil der Basiswiderstand um eine Zehnerpotenz kleiner ist. Ob beim Drifttransistor — genauso wie beim Legierungstransistor — diese Polstelle experimentell ermittelt werden kann, ist wegen der sehr großen Ströme in diesem Bereich nicht untersucht worden; trotzdem liefern diese Überlegungen für den interessierenden Arbeitsbereich ($I_B < 100 \mu\text{A}$) aufschlußreiche Ergebnisse.

Unter der Voraussetzung, daß der Störsender 100% moduliert ist, gilt die Beziehung, daß der Kreuzmodulationsgrad m_k proportional dem Klirrfaktor k_3 dritter Ordnung ist [6, 7].

$$m_k = 12 k_3 \quad (9)$$

Der Klirrfaktor k_3 kann im NF-Bereich gemessen [7] und daraus der Kreuzmodulationsgrad m_k oder die effektive Störspannung U_S für 1% Kreuzmodulation bestimmt werden. In den Bildern 4 und 5 sind die Meßergebnisse von Legierungs- und Drifttransistoren im interessierenden Arbeitsbereich (Emitterstrom $I_E < 1 \text{ mA}$) aufgetragen. Während sich beim Drifttransistor die linearisierende Wirkung des Basiswiderstandes nur im oberen Bereich leicht bemerkbar macht, ist sie beim Legierungstransistor sehr deutlich zu erkennen. Die nach Gl. (5) oder Bild 3 erwartete Polstelle liegt bei höheren Emitterströmen [8, 6].

Der Stromverstärkungsfaktor β vermittelt eine Beziehung zwischen dem Kollektorstrom I_C und dem Basisstrom I_B . Da der Emitterstrom I_E näherungsweise gleich dem Kollektorstrom I_C gesetzt werden kann, gilt

$$I_B \approx \frac{I_E}{\beta} \quad (10)$$

Setzt man Gl. (10) in Gl. (4) oder (5) ein, dann erkennt man, daß bei einem kleineren Stromverstärkungsfaktor die linearisierende Wirkung des Basiswiderstandes schon bei kleineren Emitterströmen in Erscheinung tritt und deshalb die Kurven früher ansteigen (Bilder 4 und 5).

Nach Gl. (3) bewirkt der Generatorinnenwiderstand R_i eine Vergrößerung des Basiswiderstandes R_B . Deshalb ist in den Gl. (4) und (5) R_B durch die Summe $R_i + R_B$ zu ersetzen, wenn der Generatorinnenwiderstand nicht vernachlässigbar ist. Bei gleichem Kurvencharakter erscheinen die Funktionen nur im Abszissenmaß-

stab ähnlich verkleinert (im Bild 3 kann man die Störspannungsfunktion für den Legierungstransistor auch als die entsprechende Funktion für einen Drifttransistor deuten, bei dem in der Basiszuleitung ein Widerstand von $93,6 \Omega$ liegt). Im Bild 6 ist für Legierungstransistoren die effektive Störspannung für 1% Kreuzmodulation in Abhängigkeit von der Größe des zusätzlichen Widerstandes R_b in der Basiszuleitung und im Bild 7 für Drifttransistoren aufgetragen; Parameter ist der Stromverstärkungsfaktor β . Wegen des eingestellten Arbeitspunktes ($I_E = 1 \text{ mA}$) sind die an einem Legierungstransistor gemessenen Störspannungen für 1% Kreuzmodulation bei verschwindendem Widerstand R_b höher als die entsprechenden Werte eines Drifttransistors, wie ein Vergleich der Bilder 6 und 7 zeigt. Dieses Ergebnis deckt sich mit den in den Bildern 4 und 5 aufgetragenen Meßergebnissen. Für einen gleichen mittleren Stromverstärkungsfaktor β unterscheiden sich die Meßergebnisse an einem Legierungs- und einem Drifttransistor bei größeren Widerstandswerten R_b sehr wenig (vgl. die Kurven für $\beta = 96 \dots 100$ im Bild 6 und für $\beta = 97 \dots 117$ im Bild 7). In den Bildern 6 und 7 ist der Einfluß des Stromverstärkungsfaktors deutlich zu erkennen.

5. Schlußbetrachtung

In der vorliegenden Arbeit wird das Kreuzmodulationsverhalten eines Legierungs- und eines Drifttransistors bei niedrigen Frequenzen, das heißt unter Vernachlässigung der Diffusionskapazität C_D (Bild 8), diskutiert. Bei höheren Frequenzen ist diese Annahme nicht mehr erfüllt. Die Diffusionskapazität bewirkt eine frequenzabhängige Spannungsteilung zwischen dem Basiswiderstand und der Parallelschaltung aus Diffusionskapazität und Emitterleitwert (Bild 8). Da für die Verzerrungen, die in einem Transistor entstehen, das wirksame Steuersignal an der Strecke B^*E maßgebend ist und beim wirklichen Transistor die Steuerspannung an der Strecke BE gemessen wird, ist bei höheren Frequenzen, auf einen gleichen Betrag der Verzerrungen bezogen, die gemessene Steuerspannung an den äußeren Klemmen BE des Transistors entsprechend größer [6], was aber die prinzipielle Diskussion des Kreuzmodulationsverhaltens nicht berührt. Diese Überlegungen gelten für den Frequenzbereich, in dem sich die HF-Steilheit des Transistors aus der Kollektorgleichstrom-Basisemittergleichspannungs-Kennlinie ableiten läßt. Bei sehr hohen Frequenzen ist die Abhängigkeit der HF-Steilheit von der Frequenz zu berücksichtigen [9, 10].

Nach den vorliegenden Untersuchungen verursachen schon einige Millivolt einer 100% modulierten effektiven Störspannung in einem Transistor eine Kreuzmodulation von 1%, während bei Elektronenröhren dieser Wert im allgemeinen um zwei Zehnerpotenzen höher liegt. Wegen des relativ niedrigen Eingangswiderstandes in Emitterschaltung liegt die Basis an einer Anzapfung des Schwingkreises. Trotz der wegen dieser Spannungstransformation größeren zulässigen

Störspannung am Schwingkreis ist der Transistor der Elektronenröhre unterlegen. Wenn man das vom Röhrenempfänger her bekannte Prinzip der Verschiebung des Arbeitspunktes in Bereiche geringerer Verstärkung, also kleinerer Ströme, zur automatischen Schwundregelung von Transistorverstärkerstufen anwenden will, ergibt sich die Schwierigkeit, daß der Transistor, insbesondere der Legierungstransistor, wenn er das größere Eingangssignal verarbeiten muß, zugleich empfindlicher für Kreuzmodulation wird. Im Schrifttum [6] wird ein Verfahren beschrieben, durch das unter Anwendung einer Gegenmodulation die Kreuzmodulation eines gegebenen Transistors ohne Verschlechterung seiner Verstärkungseigenschaften erheblich verkleinert werden kann.

Schrifttum

- [1] Engbert, W.: Die Kennlinien und Ladungsträgerverteilungen des Legierungstransistors. Telefunken-Ztg. Bd. 29 (1956) Nr. 114, S. 277–287
- [2] Thuy, H.-J., u. Wiesner, R.: Halbleiter-Bauelemente, ihre Physik und technische Entwicklung. Elektrot. Z.-A. Bd. 80 (1959) Nr. 15, S. 473–480

- [3] Mueller, C. W., u. Pankove, J. I.: A p-n-p triode alloy junction transistor for radio-frequency amplification. RCA-Druckschrift „Transistor I“. März 1956, S. 189–201
- [4] Meyer-Brötz, G., u. Felle, K.: Die nichtlinearen Verzerrungen im Transistorverstärker. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 10, S. 297–301
- [5] ● Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker. S. 48 u. 49. Leipzig 1948, Akadem. Verlagsges. Geest & Portig
- [6] Lotsch, H.: Übersicht über die nichtlinearen Verzerrungen in Transistorstufen, einschließlich der Kreuzmodulation. Arch. elektr. Übertr. Bd. 14 (1960) Nr. 5, S. 204–216
- [7] Lotsch, H.: Untersuchung des Kreuzmodulationsverhaltens von HF-Transistoren. Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 8, S. 290–294
- [8] Akgün, M., u. Strutt, M. J. O.: Nichtlineare Verzerrungen einschließlich Kreuzmodulation in Hochfrequenz-Transistorstufen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) Nr. 6, S. 227–242
- [9] Moorgat-Pick, W.: Ersatzschaltbild und Verstärkungseigenschaften des Flächentransistors. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) Nr. 1, S. 33–48, u. Nr. 2, S. 82–89
- [10] Minner, W.: Die Steilheit des HF-Legierungs- und Drifttransistors als Funktion der Frequenz und des Arbeitspunktes und ihre Ableitungen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 14 (1960) Nr. 9, S. 411–420

(eingegangen am 30. Juni 1960)

K.-D. MOSER
Telefunken, Ulm

Erzeugung von Hochspannungsimpulsen

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 14 (1960) Nr. 11, S. 475

Zur Überwachung des Magnetrons braucht man spezielle Impulsstrom- und -spannungsmessstellen, die zudem noch hochspannungsfest sein müssen. Ferner benötigt der Laufzeitketten-Impulsgenerator besondere Schutzmaßnahmen, um Magnetron und Hochspannungsteile vor Überspannungen zu schützen, die dann auftreten, wenn das Magnetron durch falschen Schwingmodus nicht den richtigen Abschluß für die Laufzeitkette bildet.

5. Impulsmeßstellen und Schutzschaltungen

Um Länge, Amplitude und spezielle Form des an das Magnetron gelieferten Impulses kontrollieren zu können, ist es notwendig, Meßstellen für Impulsstrom und -spannung zu schaffen. Als Meßgerät kommt praktisch nur der Oszillograf in Frage, der nach Zeit und Amplitude möglichst geeicht sein soll. Er muß in der Lage sein, einen Impuls der zu beobachtenden Form noch ohne wesentliche Verzerrungen abzubilden und deshalb eine Bandbreite von mindestens 10 MHz (besser 20...30 MHz) haben.

5.1 Impulsstrommessung

Für die Impulsstrommessung verwendet man am besten einen Impulsstromwandler, den man auf einfache Weise genügend hochspannungsfest halten und an jeder beliebigen Stelle der Schaltung anbringen kann. Am wichtigsten ist die Messung des Stromes, der in das Magnetron hineinfließt. Man bringt deshalb den Stromwandler so dicht wie möglich vor dem Katodenanschluß des Magnetrons an. Bei größerer Entfernung der Meßstelle vom Magnetron kommen kapazitive Ladungs- und Entladungsströme hinzu, die das Bild verfälschen und die man von dem gewünschten Magnetronstrom nicht trennen und unterscheiden kann. Bei zu dichter Anordnung am Magnetron kann das Streufeld des Permanentmagneten den Kern vormagnetisieren, so daß keine formgetreue Abbildung erfolgt. Aus hochspannungstechnischen Gründen kommt ein mehrfaches Durchstecken des stromführenden primären Leiters nicht in Frage. Beide Heizleiter sind durch den Stromwandler hindurchzuführen, um eine Verkopplung des Heizstromes zu vermeiden und den gesamten auf beiden Heizleitern fließenden Impulsstrom zu erfassen. Da die Meßschaltung möglichst verlustlos arbeiten soll, kommt nur ein Ringkern aus Ferrit in Frage, den man um die Magnetronzuleitung legt. Die Sekundärwicklung ist genau symmetrisch aufzubauen, damit keine kapazitiven Störeinflüsse auftreten. Ihre Windungen sind sehr

fest miteinander zu verkoppeln, um keine wesentliche Streuinduktivität zu erhalten, die ungewollte Schwingungen auslösen könnte. Die Induktion des Ferriteisenkernes soll niedrig sein (Größenordnung etwa einige hundert Gauss, auf keinen Fall über 1000 Gauss), damit die induzierte Spannung genau proportional der Feldstärke folgt und keine Eisenverluste vorhanden sind. Die Belastungswiderstände sind so niederohmig wie möglich zu wählen, um die induktive Zeitkonstante L/R so groß wie möglich zu halten, denn die Abbildungstreue der Meßstelle soll mindestens eine Größenordnung besser als die Anforderungen an den zu messenden Impuls selbst sein. Die abgegebene Spannung muß jedoch ausreichen, um den angeschlossenen Oszillografen auszusteuern. Wenn der Oszillograf keinen symmetrischen Eingang genügender Bandbreite hat, wie ihn zum Beispiel der Tektronix-Oszillograf „545“ mit dem Breitband-Differentialvorverstärker aufweist, dann ist mittels eines zweiten Desymmetrier-Übertragers das

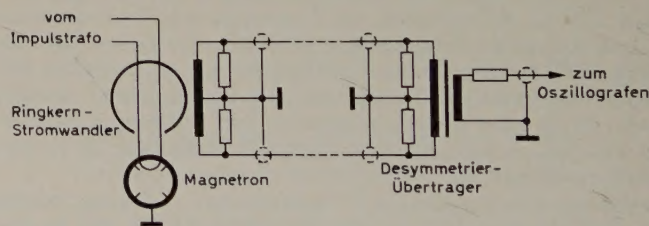


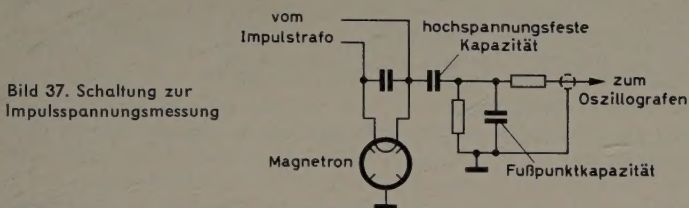
Bild 36. Schaltung zur Impulsstrommessung

Signal auf den unsymmetrischen Eingang zu übersetzen. Dieser Desymmetrier-Übertrager muß ebenfalls wieder genau symmetrisch sein; das betrifft sowohl die kapazitiven als auch die induktiven Anteile. Er soll weiterhin keine nennenswerten Verluste haben. Beide Induktivitäten parallelgeschaltet (die des Stromwandlers und die des Desymmetrier-Übertragers) sollen zusammen mit dem Belastungswiderstand eine Zeitkonstante ergeben, die um mehrere Größenordnungen über der zu messenden Impulsgröße liegt, damit die Impulsform nicht verzeichnet wird. Die Schaltung einer solchen Strommeßstelle ist im Bild 36 dargestellt. Beide Transformatoren sind grundsätzlich auch Impulstransformatoren, für die die geschilderten Eigenschaften sowie Berechnungs- und Gestaltungsweisen gelten. Mit einiger Sorgfalt gelingt es auf diese Weise recht gut, genaue Strom-

meßstellen zu gewinnen, so daß man das erhaltene Stromimpulsbild, besonders wenn man einen nach Zeit und Amplitude geeichten Oszillografen hat, gut ausmessen kann.

5.2 Impulsspannungsmessung

Für die Impulsspannungsmessung sind rein kapazitive oder gemischt kapazitiv-ohmsche Spannungsteiler zweckmäßig. Erstere sind besser hochspannungsfest zu halten, letztere erlauben auch die Messung des Gleichspannungswertes, der zum Beispiel in der Ladeschaltung wichtig ist (Bild 37). Für den Spannungsimpuls selbst genügt die rein kapazitive Form. Auf gute Abschirmung ist zu achten, da die Koppelkapazität zur Hochspannung recht klein sein muß, um den Impuls nicht zu belasten, und die Anordnung etwas streuspannungsempfindlich werden kann. Die Zeitkonstante RC des Fußpunktes oder Meßpunktes muß man hinreichend großhalten (entsprechend den Hinweisen im Abschnitt 5.1), damit keine Verzeichnung des Impulses eintritt. Diese Forderung ist mit den üblichen hochohmigen Oszillografeneingängen durchaus zu erfüllen. Der C -Weg muß genügend konzentriert und klar aufgebaut werden, um keine unerwünschten Spannungen aufzufangen. Beispielsweise läßt er sich in Form einer Ringelektrode mit abgerundeten Kanten um die Magnetronzuleitung innerhalb einer Abschirmung, die direkt mit Masse — also mit der Magnetronanode — verbunden ist, ausführen. Zwischen



Ringelektrode und Abschirmung sind die möglichst induktivitätsarmen Fußpunkt-Kapazitäten anzubringen. Ihre eventuell zu große Eigeninduktivität oder die Induktivität der Verbindungsleitungen verursacht sofort wesentliche Bildverfälschungen. Da die Impedanz dieses Fußpunktes immer noch hochohmig gegen den Wellenwiderstand des Anschlußkabels zum Oszillografen ist, kann man dieses Kabel nicht abschließen; man muß es so kurz wie möglich halten und eventuelle Schwingungen auf dem Kabel durch Längswiderstände dämpfen.

5.3 Schutzschaltungen

Die Verwendung von Hochspannung und die speziellen Eigenschaften eines Magnetrons bedingen einige Schutzschaltungen. Zunächst muß der Gleichstrom der Hochspannungsquelle kontrolliert werden, und bei Überschreiten eines zulässigen Grenzwertes muß die Anlage abgeschaltet werden. Das kann durchaus mittels eines Relais erfolgen. Dabei ist darauf zu achten, daß das Relais recht schnell anspricht, das heißt, es soll möglichst eine Wicklung für den vollen Gleichstrom haben und nicht durch Parallelwiderstände bedämpft sein.

Ferner muß man sich noch gegen eine spezielle, unangenehme Eigenschaft eines Magnetrons schützen, nämlich gegen innere Überschläge („arcing“), die auch bei sonst ordnungsgemäßer Funktion immer wieder einmal auftreten können und die in der Größenordnung 0,5% und weniger in bezug auf die Impulszahl meistens zugelassen sind.

Bei Verwendung eines Laufzeitkettengenerators ist diese Erscheinung besonders gefährlich, da als Folge wesentliche Spannungsüberhöhungen an der Laufzeitkette auftreten können, und zwar im ungünstigsten Falle bereits beim nächstfolgenden Impuls bis zum doppelten normalen Wert. Schließt man nämlich einen Wellenleiter mit einem Widerstand kleiner als Z ab, dann entsteht die im Bild 38 dargestellte Schwingungsform. Bei $R_a \rightarrow 0$ tritt eine negative Amplitude von maximal $2U_m$ auf. Die nächste Resonanzaufladung ergibt dann als Spitzenspannung $+4U_m$, da in der praktischen Schaltung die Spannung der Laufzeitkette auf dem negativsten Wert hängenbleiben würde, weil das Thyatron keinen Rückstrom zuläßt; die nächste Aufladung erfolgt aus diesem Potential heraus. Dadurch ist erstens die Gefahr der Überbeanspruchung der Kapazität der Laufzeitkette in Hinsicht auf ihre Spannungsfestigkeit gegeben, zweitens bekommt das Magnetron beim nächsten Impuls viel zuviel Leistung, wodurch einmal die Laufzeitkette wiederum niederohmiger fehlengapaßt

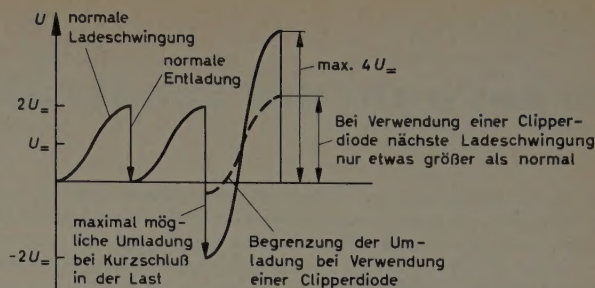


Bild 38. Verlauf der Ladespannung bei Fehlabschluß der Laufzeitkette (Kurzschluß in der Last)

und außerdem die Gefahr weiterer Überschläge groß ist. Es muß sofort abgeschaltet, zumindest die regelmäßige Folge der Impulse für eine kurze Zeit unterbrochen werden.

Als Kriterium für „arcing“ im Magnetron und auch für andere eventuelle Überschläge kann jedoch die beschriebene Umladung der Laufzeitkette herangezogen werden, indem man die bereits erwähnte Clipperdiode an die Laufzeitkette anschließt. Macht man die Diode recht niederohmig, dann verhindert sie eine Umladung der Laufzeitkette in gefährlicher Größe; eine Spannungserhöhung tritt gar nicht erst in wesentlichem Umfange ein. Der in diesem Falle auftretende Clipperstrom läßt sich durch ein Relais schicken und zur Abschaltung der Anlage verwenden. Eine gewisse Gefahr besteht allerdings darin, daß man mittels eines Relais eine Abschaltung kaum sofort bei einem Fehlimpuls erreichen wird. Die mechanische Trägheit des Relais ist so groß, daß bis zum Abschalten noch einige Impulse durchkommen.

Es genügt, den Trigger abzuschalten, da dann bereits keine Impulse mehr erzeugt werden. Die Hochspannung, die sich ohnehin nicht innerhalb kurzer Zeit abschalten ließe, kann eingeschaltet bleiben. Diese Vorgänge sind auch noch so zu automatisieren, daß nach einer bestimmten, relativ kurzen Zeitspanne mittels eines Zeitschalters wieder eingeschaltet und erst bei wiederholtem, innerhalb einer gewissen Zeit oftmals auftretendem Ansprechen des Clippers endgültig abgeschaltet wird. Besser ist es jedoch, bei Ansprechen des Clippers bereits die nächste Impulsauslösung zu vermeiden. Dazu kann man bei Überschreiten des zulässigen Clipperstromes eine elektronische Torschaltung ansprechen lassen, die sofort den nächsten Triggerimpuls sperrt, um nach einer bestimmten Zeit selbsttätig wieder einzuschalten. Bei mehrfacher Auslösung dieser Schaltung innerhalb kurzer Zeit — unmittelbar aufeinanderfolgend — läßt sich mit Hilfe einer Integrationsschaltung endgültig abschalten, da die Wiedereinschaltung bei einem Dauerfehler keinen Sinn hat.

Die genannten Kontrollen sind die wichtigsten, die unbedingt in jeder Anlage vorhanden sein müssen.

Schrifttum

- [1] Glasoe, G. N., u. Lebacqz, J. V.: Pulse Generators. New York 1948, Mc Graw-Hill (MIT Nr. 5)
- [2] Schlegel, H., u. Nowak, A.: Impulstechnik; Theorie und Anwendung. Hannover 1955, Fachbuchverlag S. Schütz
- [3] Lewis, I. A. D., u. Wells, F. H.: Millimicrosecond Pulse Techniques. New York 1956, Mc Graw-Hill
- [4] Neeteson, P. A.: Elektronenröhren in der Impulstechnik. Hamburg 1958, Philips' Technische Bibliothek
- [5] Winckel, F.: Impulstechnik. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer
- [6] Smith, J. H.: Simplified pulse transformer design. Electron. Engng. Bd. 29 (1957) Nr. 357, S. 551—555
- [7] Reise, H. A.: Hard tube pulsers for radar. Bell Lab. Rec. Bd. 34 (1956) Nr. 4, S. 153—156
- [8] Gillette, P. R., u. Oshima, K.: Pulsar component design for proper magnetron operation. Trans. IRE Comp. Parts. Bd. CP-3 (1956) Nr. 1, S. 26—31
- [9] Sahner, G.: Die Erzeugung kurzer Impulse hoher Leistung unter Verwendung von Schaltfunkenstrecken. Nachrichtentechn. Bd. 9 (1959) Nr. 1, S. 36—43
- [10] Recorr, K. H.: Simplified design of pulse-forming networks. Electronics Bd. 31 (1958) Nr. 31, S. 94
- [11] Barrington, A. E.: Reduction of the minimum striking voltage of hydrogen thyatrons. Electron. Engng. Bd. 28 (1956) Nr. 339, S. 219
- [12] Bruijning, H. G., u. Rademakers, A.: Vormagnetisierung des Kernes eines Impulstransformators mittels Ferroxdure. Philips' Techn. Rdsch. Bd. 18 (1957) Nr. 12, S. 369—378
- [13] Parker, F. J.: A modulator technique for producing short pulses in high powered magnetrons. IRE Nat. Conv. Rec. (1954) Teil 5, S. 142—151

(eingegangen am 7. März 1960)

Die Auswahl der Senderöhren für Einseitenband-Betrieb

DK 621.376

Ein Weg zur besseren Ausnutzung der bestehenden Frequenzbänder ist die Verringerung der Bandbreite der bisherigen Nachrichtenkanäle mit Hilfe der Einseitenband-Technik, die vor allem im Kurzwellengebiet Vorteile bietet, vorausgesetzt, daß dabei die geeigneten Senderöhren verwendet werden und durch geschickte Senderschaltung (bei eventueller Mehrfachausnutzung) für einen tragbaren Wirkungsgrad und gute Linearität gesorgt wird. Durch Anwendung des ESB-Verfahrens können die Dimensionen und die Kosten eines Senders beträchtlich herabgesetzt werden. Daneben gewinnt man zusätzlich noch weitere Vorteile, wie Wegfall des Überlagerungspeifens und der Interferenzgeräusche, des selektiven Fadings und sonstiger Störeinflüsse sowie Einsparung an Senderleistung.

1. Vor- und Nachteile des Einseitenband-Verfahrens

Mit dem zunehmenden Bedarf an Nachrichtenkanälen kommt es zwangsläufig zur Überbelegung des zur Verfügung stehenden Frequenzbandes. Diese Gefahr wurde schon vor Jahren erkannt, und man bemühte sich, Auswege zu finden. Die Nachrichtenfachleute in den USA, die sich intensiv mit diesen Problemen beschäftigten, fanden unter anderem in der Einseitenband-Technik einen geeigneten Weg, die Nachrichtenübertragung zu verbessern.

Im Gegensatz zur klassischen Zweiseitenband-AM-Übertragung wird beim Einseitenband-Verfahren (ESB; englisch SSB, französisch BLU) der HF-Träger, der nicht zur Informationsübermittlung beiträgt, ganz (oder teilweise) unterdrückt und gleichzeitig auch ein Seitenband weggefiltert (Bild 1). Bei einer Einseitenband-Sendung

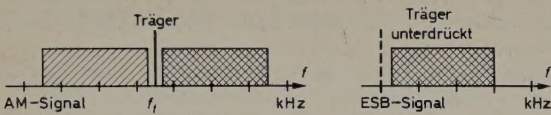


Bild 1. Zweiseitenband-AM mit Frequenzspektrum (links) und Einseitenband ohne Träger (SSSC) bei Modulation mit Frequenzen gleicher Amplitude von 300...3000 Hz

wird somit nur noch das reine Seitenband mit dem Informationsinhalt übertragen, wobei sich die ausgesandte Energie mit dem übertragenen Signal ändert.

Als wesentliche Vorteile des ESB können herausgestellt werden:

- 1) Die beanspruchte Bandbreite geht bei ESB auf etwa die Hälfte zurück. Sie entspricht der zu übertragenden Bandbreite. Während beispielsweise zur Übertragung eines Sprachfrequenzbandes von 300 bis 3000 Hz beim üblichen AM-Verfahren eine Bandbreite von 6000 Hz erforderlich ist, kann bei ESB die Bandbreite auf 2700 Hz verringert werden.
- 2) Infolge der halben Bandbreite werden auch störendes Überlagerungspeifens und Interferenzgeräusche nahezu ausgeschaltet, und vom Empfänger wird nur noch halb soviel Störungsenergie des Rauschens aufgenommen.
- 3) AM wird bei Langstreckenübertragungen vielfach durch starkes selektives Fading gestört, das sich in Amplituden- und Phasenänderungen auswirkt und nichtlineare Verzerrungen erzeugt. Da beim ESB die Phasenlagen nicht mehr kritisch sind, entfällt der störende Einfluß des selektiven Fadings.
- 4) Da bei ESB vom Sender in den Signalphasen praktisch keine Energie ausgestrahlt wird, ergibt sich gegenüber AM eine ganz wesentliche Energieersparnis. Auch die Eingangsleistung für die HF-Endstufe wird wegen des Wegfalles eines Seitenbandes geringer. Unter der Voraussetzung gleichen Nutzeffektes können daher der Gleichrichter kleiner bemessen, die Dimensionen des Senders verringert und die Gesamtkosten gesenkt werden.
- 5) Um gleich gute Übertragungseigenschaften und gleiche Reichweite zu erreichen, müßte ein AM-Sender für eine mehrmals höhere Ausgangsleistung als der ESB-Sender bemessen werden.
- 6) Die Vorteile des ESB liegen nicht nur auf der Senderseite, sondern zum Teil auch beim Empfang. Deshalb interessiert sich vor allem auch der Kurzwellen-Amateur besonders für ESB, da es ihm bedeutende Empfangverbesserung, geringere Störeinflüsse und gerin-

geres Rauschen bringt. Allerdings müssen bei SSSC¹⁾ besondere Empfänger verwendet werden. Vor allem ist ein Oszillator nötig, der die erforderliche Frequenztransformation ermöglicht und der genau auf der Frequenz des Trägers schwingt.

Die zu meisternden heiklen Probleme sind vor allem:

a) Frequenzstabilität

Für einen Sprachkanal im 30-MHz-Band wird eine Frequenzstabilität von 10^{-6} zu fordern sein, die somit eine absolute Stabilität von etwa 30 MHz bedingt.

b) Beseitigung unerwünschter Frequenzen

Die Elimination unerwünschter Frequenzen und auch von Übersprechen macht Spezial-Filter- oder -Phasenschieberanordnungen notwendig.

c) Linearität

Die Linearität muß sowohl in der Hochfrequenzstufe als auch im Modulator gewährleistet sein. Man bedient sich hierzu symmetrisch aufgebauter Gegentakt-Schaltungen mit Röhren geeigneter Charakteristiken, auf die noch näher eingegangen wird.

d) Röhrenwirkungsgrad

Gegenüber AM-C-Betrieb ergibt sich ein geringerer Röhren-Wirkungsgrad.

2. Die verschiedenen Arten von Einseitenband-Betrieb

Grundsätzlich kommen beispielsweise in Amateurräumen zwei Arten von Einseitenband-Systemen zur Anwendung (Tab. I). Für Großsender wird SSSC bevorzugt.

Tab. I. Arten des Einseitenband-Betriebs

Übertragungsart	Englische Bezeichnung	HF-Leistung für gleiche Modulationsleistung	Frequenzband	Empfänger
1) Träger + 1 Seitenband (Träger wird mit 3...6dB unter Oberstrichleistung ausgestrahlt)	SSFC	5 x Modul. Leistung	1 f mod	normal
1a) Träger reduziert + 1 Seitenband (Trägerkomponente auf etwa 15 dB des Oberstrichwertes reduziert)	SSRC			normal
2) 1 Seitenband (ohne Träger)	SSSC	1 x Modul. Leistung	1 f mod	Spezial
Zum Vergleich: Träger + 2 Seitenbänder	AM	3 x Modul. Leistung	2 f mod	normal

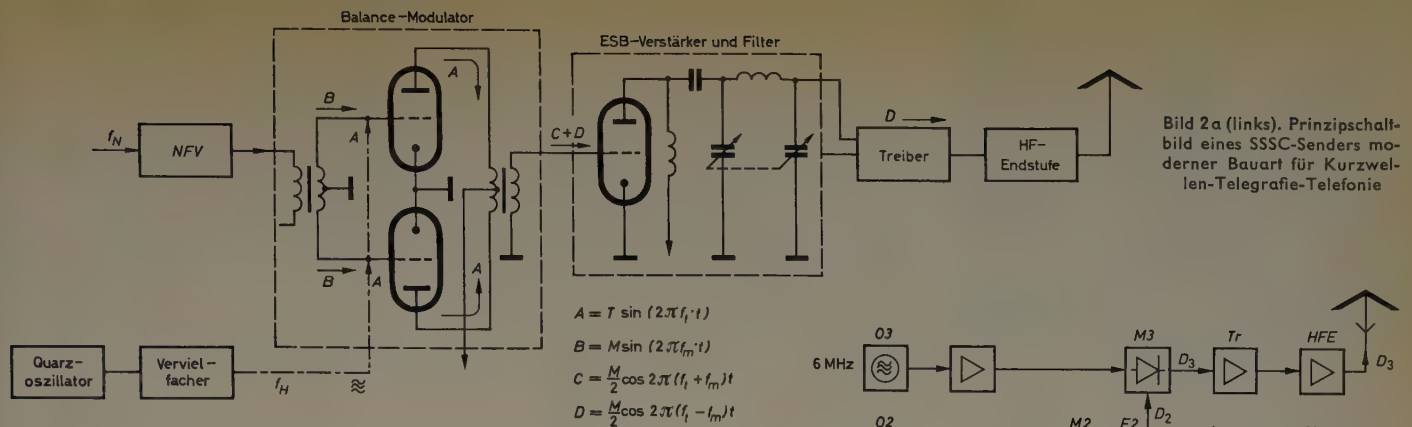
3. Prinzipieller Aufbau eines ESB-Senders

Zur Erzeugung eines ESB-Signals bedient man sich im wesentlichen zweier Methoden: der Filter- und der Phasenschiebermethode.

Die Phasenschieber-Methode wird in Amateurräumen bevorzugt, um den schwierigen Filterabgleich zu umgehen. Im Großsenderbau dagegen bedient man sich jedoch lieber der Filter, da mit ihnen eine bessere Unterdrückung des Seitenbandes erreicht werden kann.

Ein besonderes Problem beim Einseitenband-Kurzwellensender bildet die Filterung. Auf der direkten Sendefrequenz würde dies im Kurzwellengebiet schwierig sein, da es hier nicht möglich ist, entsprechend extrem steile Filter für große Energien zu bauen. Eine brauchbare

¹⁾ SSSC = single side band suppressed carrier operation = Einseitenband-Betrieb mit unterdrücktem Träger



Lösung ergibt sich aber durch stufenweise Frequenztransformation und durch Aufbereitung des Einseitenband-Signals auf kleinem Niveau. Das Prinzipschaltbild (Bild 2a) zeigt der Einfachheit halber lediglich eine Umsetzung, während im Bild 2b mehrere Transformationen angedeutet sind.

Wie aus Bild 2a hervorgeht, wird das Niederfrequenz-Signal f_N (beispielsweise von 0,2...6 kHz Bandbreite) in einem Niederfrequenz-Eingangsverstärker NFV auf das nötige Spannungsniveau verstärkt. Der Hochfrequenzträger f_H wird in einem Quarzoszillator erzeugt und (eventuell nach Vervielfachung auf zum Beispiel 1000 kHz) dem Balance-Modulator als Signal A zugeführt, wobei ihm das NF-Signal B, das phasenverschoben an die Modulator-Röhrengitter gelangt, aufmoduliert wird. Im symmetrischen Modulator werden die im Ausgang mit 180° Phasenverschiebung auftretenden Hochfrequenz-Träger A eliminiert, so daß nur noch die beiden NF-Seitenbänder C und D auftreten. Im nachgeschalteten π -Filter wird nun das eine Seitenband, zum Beispiel das obere Seitenband C, herausgefiltert, so daß dann schließlich nur das untere Seitenband D übrigbleibt und abgestrahlt wird. Durch entsprechende Bemessung des Filters wird gleichzeitig der gewünschte niederohmige Eingang für die Treiberstufe geschaffen, so daß bei eventuellem Auftreten von Gitterstrom Verzerrungen vermieden werden.

Der Vorgang der Träger- und Seitenbandeliminierung ist an Hand der im Bild 2a eingetragenen Formeln ersichtlich. Diese sind aus der Beziehung

$$i = (T + M \sin 2\pi f_m \cdot t) \cdot \sin(2\pi f_t \cdot t) \quad (1)$$

abgeleitet, wobei i den Augenblickswert des Schwingungsstromes darstellt, t die Zeit, T die Amplitude und f_t die Frequenz des hochfrequenten Trägers, der mit einer einzigen sinusförmigen Schwingung (Amplitude M und Frequenz f_m) moduliert wird. Der Klammerausdruck stellt die sich zeitlich ändernde Amplitude der Schwingung dar. Sie schwankt mit dem Wert M um den Mittelwert T der Träger-schwingung. Durch einfache Umwandlung erhält man aus dieser Gleichung

$$i = T \sin(2\pi f_t \cdot t) + \frac{M}{2} \cos 2\pi (f_t - f_m) \cdot t - \frac{M}{2} \cos 2\pi (f_t + f_m) \cdot t \quad (2)$$

Man erhält also drei unmodulierte Schwingungen: Der erste Ausdruck stellt den Träger A dar, der zweite das untere Seitenband D und der dritte das obere Seitenband C. Die Seitenbandamplituden sind gleich der halben Modulationsamplitude $M/2$ und haben eine Frequenz, die um die Modulationsfrequenz kleiner beziehungsweise größer als die Trägerfrequenz ist. Betrachtet man Gl. (2), dann erkennt man, daß der eigentliche Nachrichteninhalt bereits gänzlich in einem Seitenband enthalten ist (M und f_m). Es sollte also genügen, nur eines der beiden Seitenbänder allein auszusenden; dabei kann auch der Träger weggelassen.

Der notwendige Schaltungsaufbau für Kurzwellen-Einseitenband-Sender ist allerdings etwas komplizierter als die im Bild 2a vereinfacht dargestellte Schaltung. Im Bild 2b ist der von Brown Boveri eingeschlagene Weg der stufenweisen dreifachen Frequenztransformation und Filterung, der sich als sehr zweckmäßig erwiesen hat, im Prinzip erklärt. Wie man sieht, erübrigt sich in der letzten Stufe (nach M 3) überhaupt jegliche Filterung.

Durch entsprechend geschickte Trägerumsetzung ist es auch möglich, mit einem einzigen Sender bis zu vier Telefoniekkanäle zu übertragen.

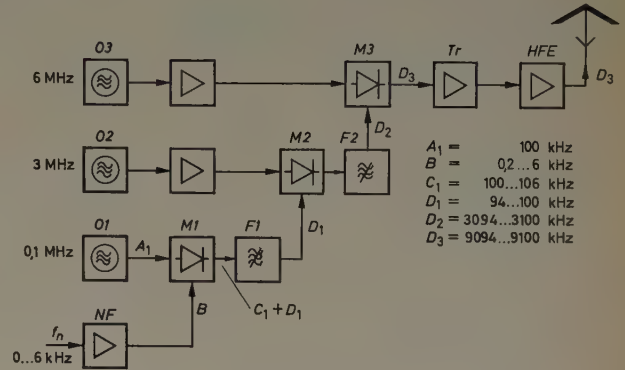


Bild 2b. Ausführliches Blockschaltbild eines SSSC-KW-Senders nach Bauart Brown Boveri. O Oszillatoren (O 3 variabel), M Symmetrische Balance-Modulatoren (mit zwei Tetroden im Gegentakt bestückt, zur Eliminierung des Trägers), F Einseitenband-Filter, Tr Treiberstufe (mit Tetroden), HFE HF-Endstufe mit Tetrode oder für größere Leistungen Triode in Klasse B, A₁ HF-Träger, B NF-Signal, C oberes Seitenband, D unteres Seitenband, NF NF-Eingangsverstärker

Es darf aber dabei jeder einzelne Kanal nur $\frac{1}{4}$ der maximal zu übertragenden Spannungsspitze und nur $\frac{1}{16}$ der Spitzenleistung des gesamten Einseitenbandes beanspruchen. Trotzdem erweisen sich solche Lösungen, wie praktisch ausgeführte Kurzwellensender von Brown Boveri bewiesen haben, aufwandmäßig als äußerst günstig²⁾.

Im Rundfunk konnte sich die Einseitenband-Technik noch nicht einbürgern, weil sie nicht ganz frei von Verzerrungen ist und einen erhöhten Aufwand auf der Empfängerseite bedingt. Mit jetzigen Radiogeräten wäre ein Empfang von SSSC nicht möglich. Im kommerziellen Nachrichtenverkehr dagegen und auch im Kurzwellen-Amateurverkehr erlangt die Einseitenband-Technik immer weitere Bedeutung, da hier ihre Vorteile (geringere Senderleistung beziehungsweise größere Reichweite und geringere Störanfälligkeit) überwiegen und ein gewisser Verzerrungsanteil nicht so sehr ins Gewicht fällt.

4. Die Senderröhren

Die für ESB-Verstärker- und Treiberstufen verwendeten Röhren müssen hinsichtlich ihrer Charakteristiken speziellen Anforderungen genügen. Sie sollen bei möglichst gitterstromfreiem Betrieb und mit nicht zu hohen Anodenspannungen eine möglichst hohe Nutzleistung bei günstigem Wirkungsgrad ergeben.

Von Bedeutung ist dabei, daß eine genügend hohe Linearität der betreffenden Verstärkerstufe sichergestellt ist. Nichtlinearitäten können Intermodulationsfrequenzen oder wilde Schwingungen erzeugen, die außerhalb des zu übertragenden Bandes liegen und damit zu störenden Interferenzen Anlaß geben können. Überschreiten diese ein gewisses Maß, dann können sie unter Umständen die Vorteile der reduzierten Bandbreite wieder zunichte machen. Daher kommt es beim ESB-Verstärker darauf an, Verzerrungen soweit als möglich kleinzuhalten.

Es liegt nahe, dies durch A-Verstärkung zu erreichen. Bei den in Frage stehenden größeren Senderleistungen scheidet dieser Weg jedoch wegen des schlechten Wirkungsgrades, der nur 25...30% beträgt, aus. Geht man jedoch mit dem Arbeitspunkt in die Nähe des Knickes der I_a - U_g -Kennlinie, dann ergibt sich eine ganz wesentliche Erhöhung des Wirkungsgrades auf 50...65%, ohne daß dabei ein ins Gewicht fallender Gitterstrom in Kauf genommen werden muß. Es handelt sich hier um den sogenannten AB₂-Betrieb.

Hinsichtlich der Röhrenausswahl wäre folgendes zu beachten: Es gibt sogenannte high- μ - und low- μ -tubes (das sind Röhren mit hohem beziehungsweise niedrigem Verstärkungsfaktor μ). Beide unterscheiden sich voneinander durch die Ausführung des Gitters.

²⁾ Brown Boveri-Mitt. Bd. 46 (1959) Nr. 11/12, Spezialheft „Informationstechnik“

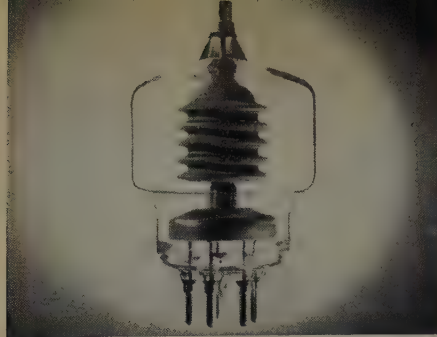


Bild 3. Strahlungsgekühlte Bündel-Tetrode Q 400-1 für eine Verlustleistung von 400 W und eine maximale Ausgangsleistung im Klasse-C-Telegrafie-Betrieb von 1130 W; Frequenzgrenze 120 MHz, Verstärkungsfaktor 5, Katodenspitzenstrom 3 A

Die High- μ -Röhren (mit Verstärkungsfaktoren von etwas über 50) haben viel mehr und enger gewickelte Gitterwindungen als die mit niedrigem μ . Dadurch wird das Gitter in seiner Steuerfähigkeit viel wirksamer. Weil die high- μ -tubes bei Gittervorspannung Null nur einen sehr geringen Anodenstrom ziehen, werden sie auch als zero-bias-tubes (Röhren für Ruhestrombetrieb) bezeichnet. Sie haben den Vorzug, daß sie keine feste Vorspannung aus Sicherheitsgründen benötigen und daß bei Wegfall der Erregung keine gefährliche Überschreitung der maximalen Anodenverlustleistung durch zu hohen Anodenstromanstieg auftreten kann. Ihr Gitterstrom und die Treiberleistung sind höher, die nötige Vorspannung und die Gitterimpedanz aber beträchtlich niedriger als die der Low- μ -Typen. High- μ -Röhren bieten vor allem Vorteile im Klasse-B-Betrieb.

Low- μ -Röhren sind unter Umständen in Klasse C (Telefonie) oder gittermoduliert zweckmäßiger. Für ESB-Betrieb werden dagegen Röhren mit niedrigem μ bevorzugt. Das hat seinen Grund darin, daß diese der Bedingung am besten entsprechen, bei nicht zu hohem U_a und bei $U_g = 0$ einen möglichst großen Strom I_a bei $I_g \approx 0$ abzugeben.

Die modernen Tetroden mit besonders niedrigem μ von 5...6 brachten auch von der Röhrenseite her günstige Lösungsmöglichkeiten für die Einseitenband-Technik. Solche Röhren sind beispielsweise die luftgekühlten Hochleistungs-Senderöhren RS 4791 mit hoher Steilheit (mit Oxydkatode) und für 1 kW Nutzleistung oder die 4 CX 5000 A für 10 kW Ausgangsleistung sowie die strahlungsgekühlten Tetroden 4-65 A und die Bündel-Tetroden Q 160-1 und Q 400-1 (Bild 3). Ihre Verstärkungsfaktoren μ ($G_2 - G_1$) liegen bei nur 5. Sie zeichnen sich durch gitterstromfreien Betrieb bei relativ großen Ausgangsleistungen und vernachlässigbar kleinen Gittersteuerleistungen aus. Diese günstigen Eigenschaften machen Tetroden mit niedrigem μ zu bevorzugten Verstärkerelementen in ESB-Amateursendern wie auch für Modulatoren, Vor- und Treiberstufen von Hochleistungs-ESB-Sendern. Sie erleichtern hier durch Kleinhalten der Filterbelastung nicht nur die Lösung des Problems der stufenweisen Filterung, sondern ermöglichen auch durch ihre fast leistungslose Steuerung die Einsparung von Verstärkerstufen. Gleichzeitig lassen sich mit ihnen im Klasse-AB₂-Betrieb gute Linearitäten in der betreffenden Stufe erreichen, wobei allerdings ein gegenüber C-Betrieb geringerer Wirkungsgrad in Kauf zu nehmen ist. Während diese Wirkungsgradverschlechterung bei Kleinsendern weniger ins Gewicht fällt, spielt sie bei hohen Sendeleistungen schon eine beträchtliche Rolle. In den Endstufen dieser Sender werden sowohl Tetroden als auch Trioden verwendet, letztere verschiedener Nebenvorteile und oft gegebener Nebenbedingungen wegen. Im Falle von Trioden-Endstufen ist dann eben eine höhere Vorverstärkung der Treiberstufe nötig. In der Schaltung nach Bild 2b kann diese ohne weiteres realisiert werden, da infolge der hier angewandten speziellen Schaltung mit „stufenweiser Filterung“ hinter dem letzten Modulator kein Filter mehr notwendig wird.

Die Angaben in Tab. II mögen genügen, um den Unterschied in den Hauptdaten zwischen einer strahlungsgekühlten Triode in Klasse C (anodenmoduliert) und einer Tetrode gleicher Bauart in Klasse AB₂ (ESB-betrieben) zu ersehen.

Für den Betrieb einer Röhre für ESB sind Grenzwert- und Betriebsdaten nach Tab. III maßgebend, die dort für die Tetrode Q 400-1 angegeben sind.

Es fällt auf, daß zusätzliche Daten für „Anodenstrom ohne Signal“ und solche für „mit Signal“ angegeben werden. Diese Daten basieren auf einem Eintonsignal. Das hat seinen Grund darin, daß sich damit einfache Prüfmethoden mit Hilfe eines Sinus-NF-Signalgenerators und eines Katodenstrahloszillografen durchführen lassen. Ein solches kontinuierliches Testsignal mit gleichbleibendem Pegel läßt sich leicht beobachten und beurteilen (Bild 4). Im Senderbetrieb hat

Tab. II. Hauptdaten der T 350-1 und Q 400-1

	Triode T 350-1 Klasse C, anoden- moduliert	Tetrode Q 400-1 Klasse AB ₂ , Ein- seitenband- Modulation
Anodenverlustleistung P_a	350	400 W
Verstärkungsfaktor μ	30	5 ($G_2 - G_1$)
U_a	3000	3000 V
I_a	265	250 mA
η	≈ 80	$\approx 55...60\%$
U_{g1p}	270	145 V
I_{g1}	60	≈ 0 mA
Gittersteuerleistung P_{gs}	16	≈ 0 W
Ausgangsleistung P_o (bei 75 MHz)	650	450 W

Tab. III. Grenz- und Betriebsdaten der Tetrode Q 400-1 für ESB

Grenzwerte (die nicht überschritten werden dürfen)		
Anodengleichspannung	U_a	4 kV
Schirmgittergleichspannung	U_{g2}	800 V
Anodengleichstrom mit Signal	I_{as}	350 mA
Schirmgittergleichstrom mit Signal	I_{g2s}	85 mA
Steuerleitergleichstrom mit Signal	I_{g1s}	35 mA
Anodenverlustleistung	P_a	400 W
Schirmgitterverlustleistung	P_{g2}	40 W
Frequenz	f	120 MHz
Normale Betriebswerte (hier nur für einen möglichen Betriebsfall angegeben)		
Anodengleichspannung	U_a	4 kV
Schirmgittergleichspannung	U_{g2}	700 V
Steuerleitergleichspannung	U_{g1}	-155 V*)
Anodengleichstrom ohne Signal	I_{ao}	60 mA
Anodengleichstrom mit Signal	I_{as}	250 mA
Steuerleiterwechselspannung	U_{g1p}	145 V
Schirmgittergleichstrom mit Signal	I_{g2s}	≈ 25 mA
Steuerleitergleichstrom mit Signal	I_{g1s}	≈ 0 mA
Steuerleistung	P_{gs}	≈ 0 W
Ausgangsleistung mit Signal	P_{os}	650 W

*) U_{g1} ist so einzustellen, daß sich der angegebene I_{ao} einstellt

man es jedoch nicht mit kontinuierlichen Signalen, sondern mit intermittierend anfallenden Sprachschwingungen zu tun, die im Mittel nur etwa $1/4$ bis $1/5$ der Eintonsignalamplitude erreichen, so daß mit der Einsignalprüfung und den diesbezüglichen Datenangaben ausreichende Sicherheit gegen Überlastung und Übersteuerung gegeben ist.

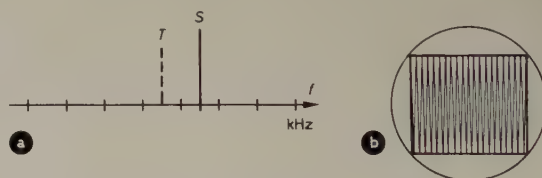


Bild 4. HF-Ausgang eines ESB-Senders mit Eintons-Modulationssignal; T unterdrückter (nicht mitübertragener) Träger, S Eintonsignal von 1000 Hz im oberen Seitenband. Spektrum für den 1000-Hz-Ton (a), Sinuston am Oszillografen (b)



Bild 5. HF-Ausgang eines ESB-Senders mit Zweiton-Modulationssignal; Spektrum für $S_1 = 400$ Hz und $S_2 = 2500$ Hz (a), Bild im Oszillografen, das einem 100% amplitudenmodulierten Träger durch eine Serie von Sinushalbwellen ähnelt (b)

Will man die Linearitäten studieren, dann ist es am einfachsten, zwei verschiedene NF-Signale gleicher Amplitude nach Bild 5a zu verwenden. Bei einwandfreier Linearität entstehen dann in dem am Ausgang angeschlossenen Katodenstrahloszillografen Figuren nach Bild 5b. Eine Abflachung der Sinusspitzen oder ein Übereinandergreifen der beiden Kurven gibt dann Aufschluß über eventuelle Nichtlinearitäten.

(eingegangen am 23. Juni 1960)

W. GOLOMBEK

Zusammenhang zwischen Spitzen-, Mittel- und Effektivwert von Strom und Spannung am Dauerstrichmagnetron Valvo 7091

DK 621.385.64

Dauerstrichmagnetrons können mit gesiebter oder ungesiebter Gleichspannung oder Wechselspannung gespeist werden. Erfolgt die Speisung anders als mit gesiebter Gleichspannung, dann zeigen die Instrumente, die Mittel- und Effektivwert messen, verschiedene Werte des Anodenstroms und der Anodenspannung an. Diese Anzeigen werden für eine Speisung aus einer Einphasen-Brückenschaltung ohne Siebung (für das Magnetron Valvo 7091 empfohlen) und Spitzenstrombegrenzung durch ohmsche Widerstände aus Anodenstrom-Mittel- und -Spitzenwert und Anodenspannung bei gesiebter Gleichspannung errechnet. Rechen- und Meßergebnisse werden an einem Beispiel miteinander verglichen. Der letzte Abschnitt zeigt, wie weit die angegebenen Gleichungen zu befriedigenden Ergebnissen führen, wenn die Begrenzung des Spitzenstroms durch eine Luftspaltdrossel erfolgt.

Dauerstrichmagnetrons können mit gesiebter Gleichspannung, ungesiebter Gleichspannung — zum Beispiel aus einer Einphasen-Brückenschaltung — oder mit Wechselspannung gespeist werden. Wird mit gesiebter Gleichspannung gearbeitet, dann ist es einfach, Spannungen und Ströme zu messen. Schwierig wird es erst, wenn zum Speisen des Magnetrons ungesiebte Gleichspannung oder Wechselspannung verwendet wird. Die Strom-Spannungscharakteristik des Magnetrons ist nicht linear, wie das Oszillogramm im Bild 1 zeigt.

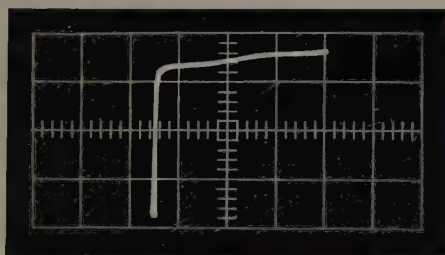


Bild 1. Strom-Spannungscharakteristik des Valvo Magnetrons 7091

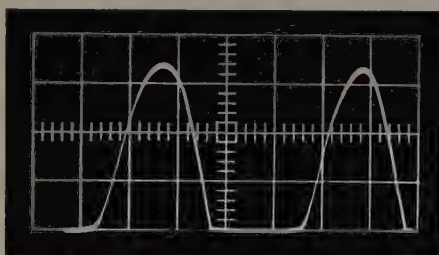


Bild 2. Zeitlicher Verlauf des Stroms durch ein Magnetron 7091 bei Anodenspitzenstrombegrenzung durch ohmschen Widerstand

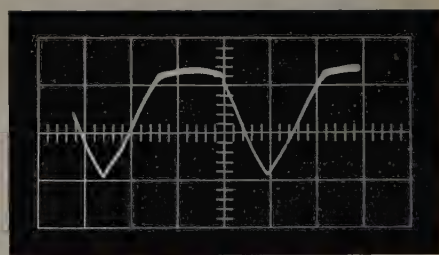
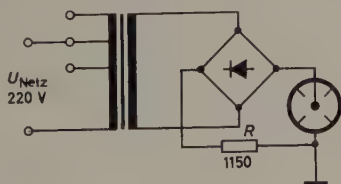


Bild 3. Zeitlicher Verlauf der Spannung an einem Magnetron 7091 bei Anodenspitzenstrombegrenzung durch ohmschen Widerstand

Daraus ergeben sich Sinusscheitel als Stromkurven (Bild 2) und an den Scheiteln abgeschnittene Sinuskurven für die Spannung (Bild 3), so daß sich die Anzeigen von Mittelwert (Drehspulinstrument) und Effektivwert (Drehisen-, Hitzdraht- oder statisches Instrument) wesentlich unterscheiden. Es sollen im folgenden deshalb die einzelnen Meßwerte beschrieben werden, wobei sich die Betrachtung auf die Einphasen-Brückenschaltung ohne Siebung beschränkt, denn diese Art der Speisung wird für das Dauerstrichmagnetron Valvo 7091 empfohlen.

Die Speisestufe ist bei Einphasen-Brückenschaltung wie folgt aufgebaut (Bild 4):

Bild 4. Schaltung der Stromversorgung eines Magnetrons 7091 in Einphasen-Brückenschaltung. Anodenspitzenstrom durch ohmschen Widerstand R begrenzt



Auf den Hochspannungstransformator folgt eine Einphasen-Brückenschaltung, und über den Vorwiderstand R , der den Spitzenstrom begrenzt, wird das Magnetron angeschlossen. Selbstverständlich läßt sich der Spitzenstrom auch durch eine Drossel begrenzen, doch soll

hier zunächst nur die Begrenzung durch einen Vorwiderstand betrachtet werden. Außerdem wird vorausgesetzt, daß der Transformator nur eine geringe Streuung hat, da seine Streuung wie eine Vorschalt-drossel wirken würde. Von diesen Voraussetzungen wird erst im weiteren Verlauf der Betrachtungen abgegangen.

1. Begrenzung des Spitzenstroms durch ohmschen Vorwiderstand

1.1 Anodenstrom-Mittel- und -Spitzenwert, Stromflußwinkel

Wird ein Dauerstrichmagnetron nicht mit gesiebter Gleichspannung gespeist, dann ist für eine bestimmte Einstellung nicht nur der Mittelwert \bar{i}_a des Anodenstroms, der bei konstantem Magnetfeld die abgegebene Leistung im wesentlichen bestimmt, sondern auch der zulässige Spitzenwert \hat{i}_a des Anodenstroms vorgeschrieben. Der Mittelwert des Anodenstroms läßt sich mit einem üblichen Drehspulinstrument messen, das diesen Wert unmittelbar anzeigt. Die Messung des Spitzenwertes kann oszillografisch oder über den Umweg einer Messung der Spitzenspannung an einem bekannten Widerstand erfolgen. Die zweite, exaktere Messung ist mit einer Schaltung nach Bild 5 möglich.

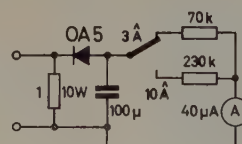


Bild 5. Schaltung zur Messung des Spitzenstroms

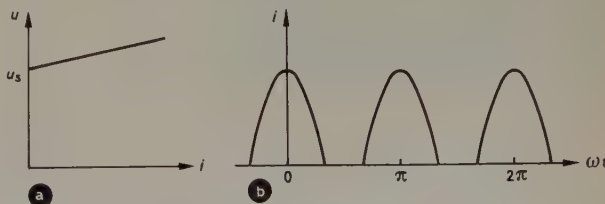


Bild 6a. Ideale Strom-Spannungscharakteristik eines Magnetrons. Bild 6b. Stromkurven bei Speisung eines Magnetrons aus einer Einphasen-Brückenschaltung, wenn eine Strom-Spannungscharakteristik nach Bild 6a vorausgesetzt wird

Die Meßbereiche sind für 3 A und 10 A ausgelegt.

Unter der Voraussetzung einer idealen Strom-Spannungscharakteristik nach Bild 6a erhält man bei Speisung aus einer Einphasen-Brückenschaltung ohne Siebung Stromkurven, wie sie Bild 6b zeigt. Das sind Sinusscheitel, deren halbe Öffnungswinkel — auch halbe Stromflußwinkel Θ genannt — bestimmt werden.

Der Zusammenhang zwischen den drei Größen \bar{i}_a , \hat{i}_a und Θ lautet, sofern nur ein Sinusscheitel je Periode auftritt (durch $n = 1$ gekennzeichnet),

$$\left(\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a}\right)_{n=1} = \frac{1}{\pi} \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{1 - \cos \Theta} \tag{1}$$

(Ableitung siehe Anhang A 1)

Gl. (1) ist im Bild 7 dargestellt. Hat man, wie in dem hier beschriebenen Fall, zwei Sinusscheitel je Periode ($n = 2$), dann ergibt sich der doppelte Wert.

$$\left(\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a}\right)_{n=2} = 2 \left(\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a}\right)_{n=1} \tag{2}$$

Soll also aus \bar{i}_a und \hat{i}_a der Wert Θ bestimmt werden, dann bildet man zunächst

$$\left(\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a}\right)_{n=2},$$

trägt davon den halben Wert im Bild 7 ein und liest Θ ab.

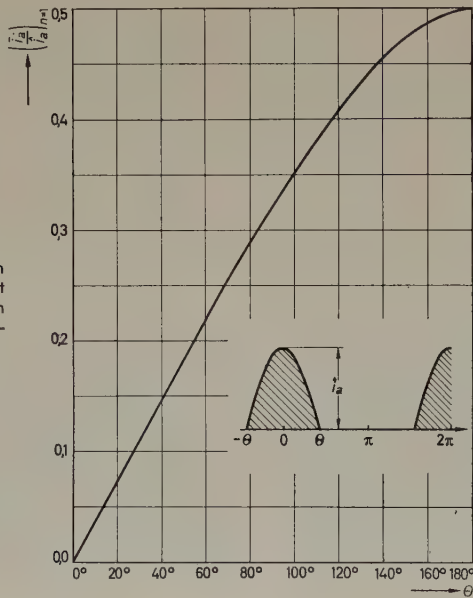


Bild 7. Verhältnis von Mittel- zu Spitzenwert eines Sinusscheitels in Abhängigkeit vom halben Stromflußwinkel

An einem Magnetron 7091 seien beispielsweise folgende Werte gemessen: $\bar{i}_a = 750 \text{ mA}$ und $\hat{i}_a = 2,10 \text{ A}$. Daraus erhält man

$$\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a} = \frac{0,750}{2,10} = 0,357$$

beziehungsweise

$$\frac{\bar{i}_a}{2 \hat{i}_a} = 0,179$$

Aus Bild 7 ergibt sich dann $\Theta = 49^\circ$.

1.2 Der Effektivwert des Anodenstroms

Zur Auslegung des Transformators benötigt man den Effektivwert des Anodenstroms. Diesen Wert zeigt ein Dreheisen- oder Hitzdraht-Instrument an, das vom Anodenstrom durchflossen wird. Aber auch aus dem Anodenstrom-Mittelwert läßt sich der Effektivwert unter Zuhilfenahme des Stromflußwinkels 2Θ berechnen. Den Zusammenhang gibt Gl. (3), die für einen Sinusscheitel je Periode im Bild 8 grafisch dargestellt ist (Ableitung siehe Anhang A 2).

$$\left(\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a}\right)_{n=n} = \frac{1}{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta} \times \sqrt{\frac{\pi}{2n} \left[\Theta (1 + 2 \cos^2 \Theta) - \frac{3}{2} \sin 2 \Theta \right]} \tag{3}$$

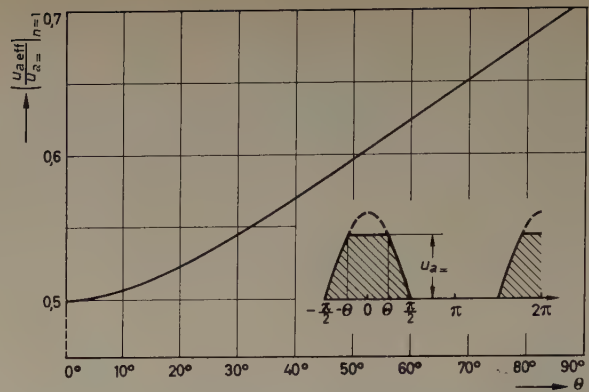


Bild 8. Verhältnis von Effektiv- zu Mittelwert eines Sinusscheitels in Abhängigkeit vom halben Stromflußwinkel

Aus Gl. (3) folgt Gl. (4), die zur Auswertung von Bild 8 benötigt wird.

$$\left(\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a}\right)_{n=n} = \frac{1}{\sqrt{n}} \left(\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a}\right)_{n=1} \tag{4}$$

Um aus den vorher gemessenen und berechneten Werten dieses Beispiels den Effektivwert des Anodenstroms zu erhalten, muß man also für $\Theta = 49^\circ$ den Wert

$$\left(\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a}\right)_{n=1}$$

aus Bild 8 bestimmen.

Unter Zuhilfenahme von Gl. (4) ergibt sich dann mit $n = 2$

$$i_{a \text{ eff}} = \bar{i}_a \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a}\right)_{n=1} = 0,750 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 2,12 = 1,12 \text{ A}$$

An diesem Magnetron wurden mit einem Dreheiseninstrument $i_{a \text{ eff}} = 1,14 \text{ A}$ gemessen. Rechnung und Messung stimmen recht gut überein.

1.3 Effektivwert der Anodenspannung am Magnetron

Für die Berechnung des Effektivwertes der Anodenspannung soll die Strom-Spannungscharakteristik des Magnetrons, die im Bild 6a idealisiert dargestellt ist, noch weiter vereinfacht werden. Zu diesem Zweck wird die Gerade, die mit endlicher Steigung die Ordinate in u_s schneidet, durch eine Waagerechte (durch $u_a = \hat{i}_a$ ersetzt (Bild 9a).

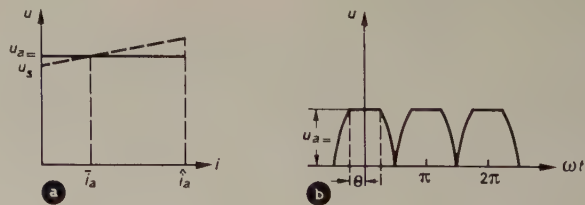


Bild 9. Vereinfachte Strom-Spannungscharakteristik (a) und dazugehörige Spannungskurven bei Speisung aus ungesieberter Einphasen-Brückenschaltung (b)

Die Spannung u_a ist dabei die Anodenspannung am Magnetron, wenn bei gesieberter Gleichspannung der Strom \hat{i}_a fließt. Bei Speisung aus einer ungesieberten Einphasen-Brückenschaltung werden die Spannungskuppen abgeschnitten (Bild 9b). Für eine solche Kurvenform läßt sich die Beziehung zwischen $u_{a \text{ eff}}$ und u_a wie folgt angeben:

$$\left(\frac{u_{a \text{ eff}}}{u_a}\right)_{n=2} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{\Theta \cos^2 \Theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\Theta}{2} - \frac{1}{4} \sin 2 \Theta}{\cos^2 \Theta}} \tag{5}$$

(Ableitung siehe Anhang A 3)

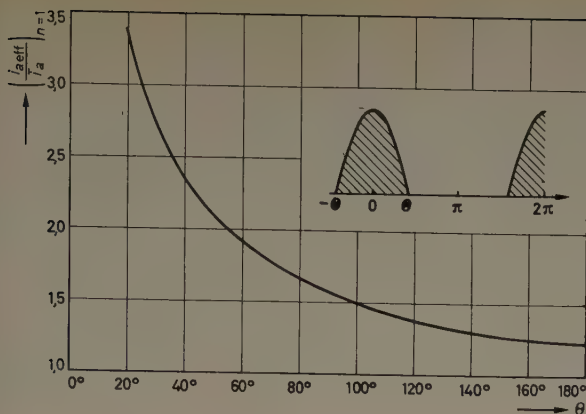
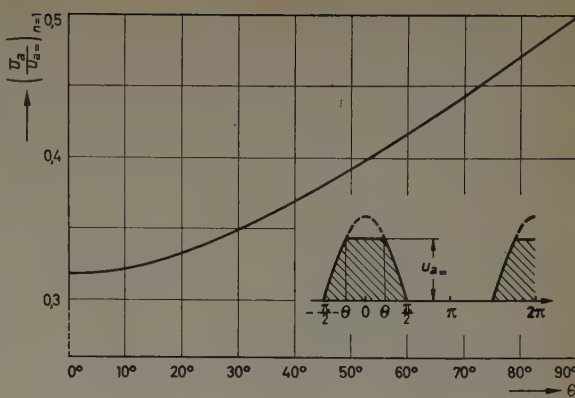


Bild 10 (links). Verhältnis von Effektivwert zu begrenzendem Wert als Funktion des halben Stromflußwinkels für eine abgeschnittene Sinushalbwelle

Bild 11 (rechts). Verhältnis von Mittelwert zu begrenzendem Wert als Funktion des halben Stromflußwinkels für eine abgeschnittene Sinushalbwelle



Im Bild 10 ist dieser Zusammenhang für $n = 1$ aufgetragen. Für zwei Halbwellen je Periode gilt

$$\left(\frac{u_a \text{ eff}}{u_a} \right)_{n=2} = \sqrt{2} \left(\frac{u_a \text{ eff}}{u_a} \right)_{n=1} \quad (6)$$

Am Magnetron wurde in diesem Beispiel $u_a = 4,69 \text{ kV}$ ermittelt. Mit Hilfe des unter 1.1 berechneten Wertes von Θ erhält man dann als Effektivwert der Anodenspannung

$$u_a \text{ eff} = u_a = \sqrt{2} \left(\frac{u_a \text{ eff}}{u_a} \right)_{n=1} = 4,69 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,595 = 3,95 \text{ kV}$$

Mit Hilfe eines statischen Voltmeters wurde $u_a \text{ eff} = 4,02 \text{ kV}$ gemessen. Auch hier stimmen also Rechnung und Messung ziemlich gut überein.

1.4 Mittelwert der am Magnetron liegenden Anodenspannung

Benutzt man zur Messung der am Magnetron liegenden Anodenspannung kein statisches Voltmeter, sondern ein Drehspulinstrument mit ohmschem Vorwiderstand, dann erhält man den Mittelwert der Anodenspannung. Unter Berücksichtigung der im Abschnitt 1.3 gemachten Vereinfachungen ergeben sich für den Zusammenhang zwischen $u_a =$ und \bar{u}_a die Gleichungen (Ableitung siehe Anhang A 4)

$$\left(\frac{\bar{u}_a}{u_a} \right)_{n=1} = \frac{1}{\pi} \left(\Theta + \frac{1 - \sin \Theta}{\cos \Theta} \right) \quad (7)$$

$$\left(\frac{\bar{u}_a}{u_a} \right)_{n=2} = 2 \left(\frac{\bar{u}_a}{u_a} \right)_{n=1} \quad (8)$$

Gl. (7) ist im Bild 11 gezeichnet. Nach dem gegebenen Beispiel ergibt sich

$$\bar{u}_a = u_a = 2 \left(\frac{\bar{u}_a}{u_a} \right)_{n=1} = 4,69 \cdot 2 \cdot 0,391 = 3,67 \text{ kV}$$

Gemessen wurde $\bar{u}_a = 3,69 \text{ kV}$, also ein von dieser Rechnung wenig abweichender Wert.

1.5 Leerlaufspannungen

Legt man die vereinfachte Strom-Spannungscharakteristik vom Bild 9a zugrunde, dann lassen sich für die Leerlaufspannungen folgende Gleichungen angeben:

$$u_a \text{ eff } L = \frac{u_a}{\sqrt{2} \cos \Theta} \quad (9)$$

$$u_a L = \frac{2 u_a}{\pi \cos \Theta} \quad (10)$$

Angewandt auf das hier beschriebene Beispiel, ergibt sich

$$u_a \text{ eff } L = \frac{4,69}{\sqrt{2} \cdot 0,656} = 5,05 \text{ kV}$$

$$u_a L = \frac{2 \cdot 4,69}{\pi \cdot 0,656} = 4,54 \text{ V}$$

Gemessen wurden $5,2 \text{ kV}$ mit einem statischen Instrument und $4,75 \text{ kV}$ mit einem Drehspulinstrument (mit Vorwiderstand).

2. Begrenzung des Spitzenstroms durch eine Luftspaltdrossel

Rechnung und Messung stimmen also recht gut überein, wenn die Begrenzung des Spitzenstroms durch Widerstände vorgenommen wird und die Stromversorgung geringe Streuinduktivität hat. Die Wirkleistungsverluste in den Vorwiderständen vermindern aber den Gesamtwirkungsgrad der Anlage sehr, so daß es wirtschaftlicher ist, die Spitzenstrombegrenzung durch Drosseln mit Luftspalt vorzunehmen.

Die in diesem Falle auftretenden Kurven von Strom und Spannung entsprechen nicht mehr den Formen, die der bisherigen Rechnung zugrunde liegen, wie die Oszillogramme in den Bildern 12 und 13 zeigen. Im folgenden soll an Hand eines Beispiels gezeigt werden, wie weit die bisher abgeleiteten Gleichungen bei Verwendung einer Luftspaltdrossel gelten.

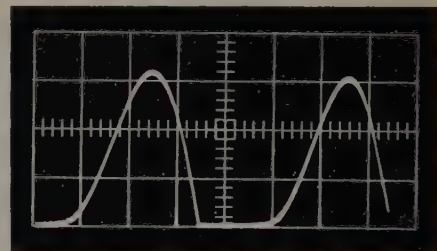


Bild 12. Zeitlicher Verlauf des Stroms durch ein Magnetron 7091 bei Anodenspitzenstrombegrenzung durch eine Drossel

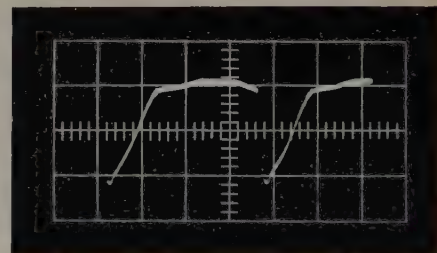


Bild 13. Zeitlicher Verlauf der Spannung an einem Magnetron 7091 bei Anodenspitzenstrombegrenzung durch eine Drossel

Der Vorwiderstand R im Bild 4 wird durch die Drossel D von etwa 2 H ersetzt. Das ändert an der Anodenspannung des Magnetrons, die bei gesiebter Gleichspannung gemessen wird, gar nichts; $u_a =$ bleibt also $4,69 \text{ kV}$. Jedoch wird jetzt bei einem mittleren Anodenstrom von $\bar{i}_a = 750 \text{ mA}$ ein Anodenspitzenstrom von $\hat{i}_a = 1,96 \text{ A}$ gemessen. Daraus ergibt sich rechnerisch der Stromflußwinkel $\Theta = 52,3^\circ$. Als Effektivwert des Anodenstroms erhält man

$$i_a \text{ eff} = \bar{i}_a \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{i_a \text{ eff}}{\bar{i}_a} \right)_{n=1} = 0,750 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 2,05 = 1,09 \text{ A}$$

Das Dreheiseninstrument im Stromzweig zeigt $1,08 \text{ A}$ an, also einen von der Rechnung wenig abweichenden Wert.

Die am Magnetron zu messenden Spannungen werden jedoch schon weniger genau errechnet.

$$u_{a \text{ eff}} = u_a = \sqrt{2} \left(\frac{u_a}{n} \right)_{n=1} = 4,69 \sqrt{2} \cdot 0,604 = 4,01 \text{ kV,}$$

gemessen 4,26 kV

$$\bar{u}_a = u_a \cdot 2 \left(\frac{\bar{u}_a}{u_a} \right)_{n=1} = 4,69 \cdot 2 \cdot 0,398 = 3,74 \text{ kV,}$$

gemessen 4,06 kV

Für die Leerlaufspannungen versagt die angegebene Methode. Die Drossel vernichtet nämlich im Gegensatz zu einem ohmschen Widerstand keine Leistung, sondern speichert nur eine Spannungszeitfläche und gibt diese später wieder ab. Deshalb muß der Mittelwert der Leerlaufspannung \bar{u}_{aL} etwa gleich dem Mittelwert der Betriebsspannung am Magnetron sein. Tatsächlich wurden 4,08 kV gemessen. Der Effektivwert der Leerlaufspannung ist dann mit Hilfe des Formfaktors für zwei volle Halbwellen je Periode bestimmbar.

$$u_{a \text{ eff}L} = 1,11 \cdot \bar{u}_{aL} = 1,11 \cdot 4,08 \text{ kV} = 4,54 \text{ kV,}$$

gemessen wurden 4,60 kV.

Der Unterschied zwischen dem Meßwert der effektiven Leerlaufspannung und dem Wert, der sich aus der mittleren Leerlaufspannung errechnen läßt, kann zum Teil aus Meßgeräte- und Ablesfehlern erklärt werden. Er wird aber auch noch dadurch verursacht, daß der Hochspannungstransformator neben der Grundwelle auch Oberwellen liefert, von denen die 3. Harmonische am stärksten ist. Weil die Maxima von 1. und 3. Harmonischer zusammenfallen, verringert sich die Anzeige des Drehspulinstruments ein wenig gegenüber dem Wert, den es anzeigen würde, wenn nur die Grundwelle vorhanden wäre, während — und das ist unabhängig von der Phasenlage der Harmonischen gegenüber der Grundwelle — das statische Voltmeter einen höheren Wert anzeigt.

Anhang

Die hier abgeleiteten Gleichungen gelten nur so lange, wie sich die Sinusstücke nicht überschneiden.

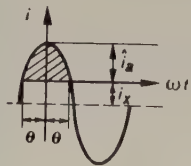
A 1. Ableitung der Beziehung $\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a} = f(\Theta)$ für einen Sinusscheitel je

Periode (diese Funktion wird in der Senderöhrentechnik mit f_0 bezeichnet)

$$\bar{i}_a = \frac{1}{T} \int_0^T i \, dt = \frac{1}{2\pi} \left[2 \int_0^{\Theta} (\hat{i}_a + i_x) \cos \omega t \, d(\omega t) - 2\Theta i_x \right]$$

$$i_x = (\hat{i}_a + i_x) \cos \Theta$$

$$= \hat{i}_a \frac{\cos \Theta}{1 - \cos \Theta}$$



$$\bar{i}_a = \frac{\hat{i}_a}{\pi} \left[\frac{1}{1 - \cos \Theta} \int_0^{\Theta} \cos \omega t \, d(\omega t) - \frac{\Theta \cos \Theta}{1 - \cos \Theta} \right]$$

$$\left(\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a} \right)_{n=1} = \frac{1}{\pi} \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{1 - \cos \Theta}$$

Bei n Sinusscheiteln je Periode ist die zu integrierende Fläche n -mal so groß, so daß die Beziehung

$$\left(\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a} \right)_{n=n} = n \cdot \left(\frac{\bar{i}_a}{\hat{i}_a} \right)_{n=1}$$

gilt.

A 2. Ableitung der Beziehung $\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a} = f(\Theta)$ für einen Sinusscheitel je

Periode (diese Funktion wird Formfaktor genannt)

$$i_{a \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 \, dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{+\Theta} [(\hat{i}_a + i_x) \cos \omega t - i_x]^2 \, d(\omega t)}$$

$$= \frac{\hat{i}_a}{1 - \cos \Theta} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \omega t - \cos \Theta)^2 \, d(\omega t)}$$

$$= \frac{\hat{i}_a}{1 - \cos \Theta} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{1}{4} \sin 2\omega t + \frac{1}{2} \omega t - 2 \sin \omega t \cos \Theta + \omega t \cos^2 \Theta \right]_0^{\Theta}}$$

$$= \frac{\hat{i}_a}{1 - \cos \Theta} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\Theta (1 + 2 \cos^2 \Theta) - \frac{3}{2} \sin 2\Theta \right]}$$

Zusammen mit der unter A 1 abgeleiteten Gleichung erhält man

$$\left(\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a} \right)_{n=1} = \frac{\pi}{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\Theta (1 + 2 \cos^2 \Theta) - \frac{3}{2} \sin 2\Theta \right]}$$

Wenn n Sinusscheitel je Periode vorliegen, dann ist das Integral unter der Wurzel n -mal so groß. Da man aber den Wurzel Ausdruck durch eine n -fache Größe dividiert, gilt

$$\left(\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a} \right)_{n=n} = \frac{1}{\sqrt{n}} \left(\frac{i_{a \text{ eff}}}{\hat{i}_a} \right)_{n=1}$$

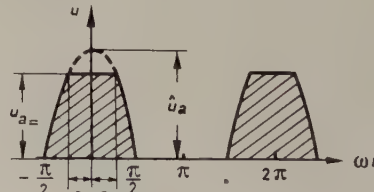
A 3. Ableitung der Beziehung $\frac{u_{a \text{ eff}}}{u_a} = f(\Theta)$ für eine abgeschnittene

Sinushalbwellen je Periode

$$u_{a \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^T u^2 \, dt}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[u_a^2 \Theta + \int_{-\Theta}^{+\Theta} \hat{u}_a^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t) \right]}$$

$$u_a = \hat{u}_a \cos \Theta$$



$$u_{a \text{ eff}} = u_a = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\Theta + \int_{-\Theta}^{+\Theta} \frac{\cos^2 \omega t}{\cos^2 \Theta} \, d(\omega t) \right]}$$

$$= u_a = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\Theta \cos^2 \Theta + \left[\frac{1}{4} \sin 2\omega t + \frac{1}{2} \omega t \right]_{-\Theta}^{+\Theta}}{\cos^2 \Theta}}$$

$$\left(\frac{u_{a \text{ eff}}}{u_a}\right)_{n=1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\Theta \cos^2 \Theta + \frac{\pi}{4} - \frac{1}{2} \Theta - \frac{1}{4} \sin 2 \Theta}{\cos^2 \Theta}}$$

Für zwei Sinusscheitel je Periode ist der Klammerausdruck doppelt so groß, und es ergibt sich

$$\left(\frac{u_{a \text{ eff}}}{u_a}\right)_{n=2} = \sqrt{2} \left(\frac{u_{a \text{ eff}}}{u_a}\right)_{n=1}$$

Für drei Sinusscheitel je Periode gilt diese Ableitung nicht mehr, da sich in diesem Falle die Kurvenabschnitte bei $\frac{\pi}{3}$ überschneiden.

A 4. Ableitung der Beziehung $\frac{\bar{u}_a}{u_a} = f(\Theta)$ für eine abgeschnittene Sinushalbwelle je Periode

$$\begin{aligned} \bar{u}_a &= \frac{1}{T} \int_0^T u \, dt = \frac{1}{\pi} \left[u_a = \Theta + \int_{+\Theta}^{\frac{\pi}{2}} \frac{u_a}{\cos \Theta} \cos \omega t \, d(\omega t) \right] \\ &= \frac{u_a}{\pi} \left(\Theta + \frac{1 - \sin \Theta}{\cos \Theta} \right) \\ \left(\frac{\bar{u}_a}{u_a}\right)_{n=1} &= \frac{1}{\pi} \left(\Theta + \frac{1 - \sin \Theta}{\cos \Theta} \right) \end{aligned}$$

Bei zwei abgeschnittenen Sinushalbwellen je Periode ist die zu integrierende Fläche doppelt so groß.

$$\left(\frac{\bar{u}_a}{u_a}\right)_{n=2} = 2 \left(\frac{\bar{u}_a}{u_a}\right)_{n=1}$$

Für $n = 3$ gilt diese Ableitung nicht. Der Grund dafür ist derselbe wie bei A 3.

(eingegangen am 7. Juli 1960)

REFERATE

Über die Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften verlustarmer keramischer Stoffe im Q-Frequenzband

DK 621.317.335.3: 621.315.612

Für die Messungen der dielektrischen Eigenschaften bei Millimeterwellen hat sich die herkömmliche Topfkreis-Methode — mit geringfügigen Abänderungen — als geeignet erwiesen, obwohl die Schwierigkeiten dabei mit wachsenden Frequenzen steigen. Der verwendete zylindrische Topfkreis hat einen Durchmesser von 12,7 mm. Der Gütefaktor des luftgefüllten Topfkreises ist 10000...17000. Wird die Dämpfung zwischen Klystron und Topfkreis um 18 dB geändert, dann ändert sich der ermittelte Gütefaktor um weniger als 3%. Ebenso gering ist die Änderung des Gütefaktors innerhalb von 2 Stunden.

Für die Messung des Verlustfaktors und der Dielektrizitätskonstante von Magnesiumtitanat und Titandioxyd wird der Topfkreis mit einer H_{01} -Mode erregt. Der dabei ermittelte Verlustfaktor beider keramischer Stoffe ist etwa 0,0003, die Dielektrizitätskonstante wird für Magnesiumtitanat mit 14 und für Titandioxyd mit 80 angegeben.

Mit Hilfe dieser Meßmethode können ϵ_r und $\tan \delta$ — sofern sie kleiner als 100 sind — für jedes Material bestimmt werden. Zu beachten ist allerdings die Dicke der Proben, die bei Stoffen mit hohen Verlusten nur ein Bruchteil der Wellenlänge sein darf. Bei verlustarmen Stoffen müssen jedoch dickere Proben verwendet werden. Die verhältnismäßig einfache Meßanordnung liefert hinreichend genaue Ergebnisse. Weiterhin wird eine einfache Methode zum Erzeugen hoher Frequenzen beschrieben. *Thr*

(Free, J. M., u. Walker, G. B.: Determination of the dielectric properties of low-loss ceramics at Q-band frequencies. Proc. Instn. electr. Eng. Bd. 107 (1960) Nr. 34, S. 354–356)

Abstimmbarer Molekular-Oszillator und -Verstärker im Millimeterbereich

Ein Vorschlag von J. R. Singer sieht die Verwendung von Atom- oder Molekülstrahlen zur Herstellung eines über einen weiten Frequenzbereich abstimmbaren Oszillators oder Verstärkers für den Millimeterbereich vor. Es wird ein Atomstrahl mit Atomen in zwei verschiedenen Energiezuständen benutzt. Nach Trennung der Atome wird die Atomgruppe des höheren Energiezustandes in einem homogenen Magnetfeld zu einem gleichphasigen Übergang in den niedrigeren Energiezustand angeregt. Übersteigt dabei die abgegebene Leistung die Systemverluste und die Leistung des zu verstärkenden Signals, dann kann die Anordnung als Verstärker wirken. Bei noch größeren Strahlintensitäten kann Selbsterregung eintreten; die Anordnung wird zum Oszillator. Ein entsprechender Oszillator dürfte bei Magnetfeldern von mehr als 25000 Oe eine Frequenzgrenze von 100 GHz ($\lambda = 3$ mm) haben. Seine zu erwartende Leistung ist etwa 10^{-10} W. Beim Verstärker (sehr schmalbandig) ist ebenfalls nur eine Leistung von einigen Nanowatt zu erwarten.

DK 621.373.029.64

1. Allgemeines

Die praktische Anwendung quantenmechanischer Prozesse für die Erzeugung und Verstärkung von Mikrowellen [2, 3, 4, 5, 6] hat sich bisher auf den Bereich $\lambda \geq 1$ cm beschränkt. Die ersten Vorschläge zur Erweiterung dieses Frequenzbereichs erscheinen jetzt in der Literatur. Ein besonders interessanter Vorschlag stammt von J. R. Singer [1], der die Verwendung von Atom- oder Molekülstrahlen [7, 8] zur Herstellung eines über einen weiten Frequenzbereich abstimmbaren Oszillators oder Verstärkers¹⁾ für den Millimeterbereich vorsieht. Gordon, Zeiger und Townes [9] verwendeten 1955 erstmalig die Strahltechnik in Form des NH_3 -Masers für die Erstellung eines Verstärkers und Oszillators im Mikrowellenbereich. Der Nachteil dieses Masers für nachrichtentechnische Aufgaben besteht darin, daß er nur auf bestimmte — durch die Eigenfrequenzen des NH_3 -Moleküls fest vorgegebene — Frequenzen abgestimmt werden kann. Er ist also nicht durchstimmbar. Diesen Nachteil will das Singersche Verfahren beheben. Während der NH_3 -Maser bisher hauptsächlich auf der Wellenlänge 1,25 cm (23870 MHz) betrieben wurde, soll nach dem neuen Verfahren der nutzbare Wellenbereich bis in den Millimeterbereich ausgedehnt werden.

Ausgangspunkt des Verfahrens ist ein Atomstrahl mit Atomen in zwei verschiedenen Energiezuständen, wobei die Atome im niedrigeren Energiezustand nach dem Stern-Gerlach-Verfahren im inhomogenen Magnetfeld von jenen des höheren Energiezustands getrennt werden. Letztere Atomgruppe wird anschließend in ein homogenes Magnetfeld gebracht, wo ein polarisiertes HF-Wechselfeld geeigneter Frequenz auf sie einwirkt und zu einem mit dem anregenden HF-Wechselfeld gleichphasigen (kohärenten) Übergang in den niedrigeren Energiezustand anregt. Sobald die dabei abgegebene Leistung, die durch das Produkt aus der Anzahl der Übergänge je Sekunde und der Energie des Einzelübergangs gegeben ist, größer wird als die sekundlichen Systemverluste und die Leistung des zu verstärkenden Signals, kann die Anordnung als Verstärker wirken. Bei noch größerer Strahlintensität kann Selbsterregung eintreten, und die Anordnung wird zum Oszillator.

2. Der Atomstrahl

Am übersichtlichsten sind die Verhältnisse bei der Betrachtung wasserstoffähnlicher Atome im Grundzustand, die nur ein Valenzelektron aufweisen (einatomiger Wasserstoff, Alkalimetalle, Silber usw.). Solche Atome haben im Grundzustand ein magnetisches Moment, das nur vom „Spin“ des Valenzelektrons herrührt; dieses wirkt dabei wie ein kreisförmiges Magnetchen (magnetischer Dipol) im Atomverband. Werden solche „Atommagnete“ in ein homogenes Magnetfeld gebracht, so wirkt auf diese keine Kraft, sondern ein Drehmoment, das ihre Drehachse — infolge der „Richtungsquantelung“ — parallel zum Magnetfeld ausrichtet, wobei ein Teil in Richtung und der Rest gegen die Richtung des Magnetfeldes orientiert ist. Die beiden Teilchengruppen unterscheiden sich energetisch um den Betrag

$$\Delta E = 2\mu H \quad (1)$$

μ ist das magnetische Moment des Elektrons. Dieses Moment hat die Größe eines Bohrschen Magneton

$$\mu_B = \frac{e \hbar}{4\pi m c} = 9,27 \cdot 10^{-21} \text{ erg/Oe} \quad (2)$$

¹⁾ magnetic beam maser (etwa „magnetischer“ Gasstrahl-Maser genannt)

H ist die Feldstärke des homogenen Magnetfeldes, e und m sind die Ladung beziehungsweise die Masse des Elektrons, c ist die Lichtgeschwindigkeit und h das Plancksche Wirkungsquantum.

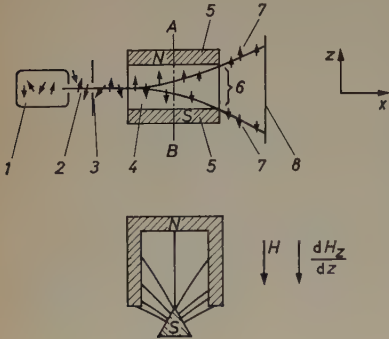


Bild 1. Prinzipielle Anordnung zum Stern-Gerlach-Verfahren (Ag-Atome); 1 Öffchen, 2 regellose Lage der magnetischen Dipole im Atomstrahl, 3 Blende, 4 ausgerichtete Lage der magnetischen Dipole im Atomstrahl, 5 Polschuhe und Feldlinien des inhomogenen Magnetfeldes, 6 Auslenkung $2z_H$, 7 räumlich getrennte (polarisierte) magnetische Dipolgruppen, 8 Auffangfläche

Um die verschieden ausgerichteten beiden Dipolgruppen auch räumlich für eine Anwendung zu trennen, bedarf es einer Kraft. Diese erhält man nach der Versuchsordnung von Stern und Gerlach (Bild 1) durch ein inhomogenes Magnetfeld, in dem die Kraft

$$K = \mu \left(\frac{d H_z}{d z} \right) \tag{3}$$

auf die Dipole einwirkt und sie nach einer Wegstrecke l im inhomogenen Magnetfeld, das sie mit der (mittleren) Geschwindigkeit v durchfliegen, um die Strecke z_H aus der ursprünglichen Richtung ablenkt.

$$z_H = \frac{\mu}{2 M} \left(\frac{d H_z}{d z} \right) \frac{l^2}{v^2} \tag{4}$$

M ist dabei die Masse der jeweils verwendeten Atomsorte.

Am Ausgang des inhomogenen Magnetfeldes sind zwei in entgegengesetzter Richtung „polarisierte“ magnetische Dipolgruppen vorhanden, die räumlich um die Strecke $2z_H$ getrennt sind (Bild 1). Um eine räumliche Trennung der beiden Strahlengruppen in der Größenordnung von 1 cm zu erhalten, müssen diese ein inhomogenes Magnetfeld von etwa 5000 Oe auf einer Strecke von 100 cm durchfliegen, wobei die Gasofentemperatur 500° K ist.

Einer der beiden Strahlen wird schließlich in ein homogenes Magnetfeld gelenkt, dessen Feldrichtung entgegengesetzt zur Richtung des magnetischen Dipols orientiert ist.

3. Die Schwingungsanfachung

Die im Hohlraumresonator ankommenden Teilchen (Bild 2) befinden sich alle im höheren Energiezustand. Beim Übergang dieser Teilchen in den

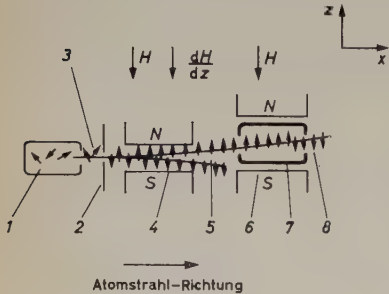


Bild 2. Schematischer Aufbau des Millimeterwellen-Masers nach J. R. Singer; 1 Öffchen, 2 Blende, 3 Atomstrahl mit regelloser Lage der magnetischen Dipole, 4 inhomogenes Magnetfeld, 5 räumliche Trennung der polarisierten magnetischen Dipolgruppen, 6 homogenes Magnetfeld, 7 Hohlraumresonator mit Teilchen im höheren Energiezustand, 8 „abgearbeitete“ Atomstrahlteilchen

niedrigeren Energiezustand („Umklappung“ der Richtung des magnetischen Dipols in die Magnetfeldrichtung) entsteht unter geeigneten Bedingungen eine Schwingung der Frequenz

$$f = \frac{2\mu H}{h} \tag{5}$$

Die „Umklappung“ kann durch ein magnetisches Wechselfeld erzwungen werden, das senkrecht auf dem homogenen Gleichfeld steht und dessen Frequenz gleich der nach Gl. (5) ist. Das dadurch am Elektronenkreislauf ausgeübte Drehmoment bewirkt — klassisch betrachtet — eine Aufweitung des Präzessionskegels und schließlich eine „Umklappung“ des magnetischen Dipols in den Zustand niedrigerer Energie.

Die Abstimmbarkeit der bei der „Umklappung“ sich ergebenden Frequenz ist also durch das Magnetfeld gegeben. Zur Energiegewinnung muß — parallel zur Magnetfeldänderung — auch der Hohlraumresonator entsprechend abstimbar sein.

Die kohärente Energieabgabe („Umklappung“) der in den Hohlraum einströmenden Teilchen wird — unter Voraussetzung, daß Hohlraum und Magnetfeld auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind — durch die immer vorhandene geringfügige Energie aus den spontanen Übergängen eingeleitet. Das dadurch entstandene magnetische HF-Wechselfeld, das in der Eigenfrequenz des Hohlraumresonators schwingt, wirkt auf die ankommenden Teilchen und zwingt einen Teil zur Energieabgabe. Dadurch wird das auslösende Feld wieder stärker; es wirkt wieder auf neue Teilchen zurück usw. Die maximale Schwingungsamplitude wird erreicht, wenn alle emissionsbereiten Teilchen während ihres Aufenthalts im Hohlraum ihre Energie abgeben.

Die obere Frequenzgrenze ist durch die maximal mögliche Feldstärke des homogenen Magnetfeldes, durch die Strahlintensität und die Güte des Hohlraumresonators gegeben.

Die für eine Schwingungsanfachung erforderliche Anzahl der im höheren Energiezustand befindlichen Atome ist

$$N = \frac{\hbar V}{2 (\pi t \mu)^2 Q} \tag{6}$$

V ist das Volumen und Q die Güte des Hohlraumoszillators, t die Flugzeit der Atome im Hohlraumoszillator.

Bei der Verwendung eines Hohlraumresonators in der TE_{011} -Schwingungsform und der Güte 20000, ferner bei der Benutzung von Rb 87-Atomen (große Masse und damit lange Verweilzeit im Hohlraumresonator), wäre ein Atomstrahl von 10^{17} Atomen je Sekunde für eine Anfachung erforderlich, eine Intensität, die wahrscheinlich nur durch Anwendung besonderer Verfahren, etwa der Multiplikatormethode von Stern [10], zu erreichen sein wird.

Die von einem solchen Oszillator zu erwartende Leistung liegt in der Größenordnung von 10^{-10} W.

Die Frequenzgrenze des Verfahrens wird vermutlich durch die Schwierigkeit der Erstellung geeigneter Hohlraumresonatoren und der Herstellung von Magnetfeldern mit einer Feldstärke > 25000 Oe gesetzt werden, wobei diese Grenze bei etwa 100 GHz ($\lambda = 3$ mm) liegen dürfte.

4. Der Betrieb als Verstärker

Der Singersche Gas-Maser wäre — wie auch die bisherigen Festkörper-Maser — kein Leistungsverstärker, wohl aber ein empfindlicher Verstärker. Das ist durch das extrem günstige Signal/Rausch-Verhältnis, das für den Gas-Maser kennzeichnend ist, bedingt. Die äquivalente Rauschtemperatur dieser Maser liegt bei einigen °K. Der Singer-Maser hätte dazu noch den Vorteil der Abstimmbarkeit über einen großen Frequenzbereich. Die Nachteile lägen bei der Schmalbandigkeit und der zu erwartenden geringen Ausgangsleistung von einigen Milli-Mikrowatt.

5. Vergleich mit dem Festkörper-Maser

Während ein Festkörper-Maser zwar ein großes Produkt Verstärkungsfaktor mal Bandbreite aufweist, erfordert sein Betrieb jedoch eine relativ große Pumpleistung mit einer Frequenz, die höher als die zu verstärkende Signalfrequenz liegt. Außerdem muß — um das Eigenrauschen herabzusetzen und um geeignete Relaxationszeiten einzustellen — die Betriebstemperatur der aktiven Maser-Substanz auf die Temperatur des flüssigen Heliums abgesenkt werden.

H. Awender

Schrifttum

- [1] Singer, J. R.: Proposal for a tunable millimeter wave molecular oscillator and amplifier. Trans. IRE Microwave Theory & Techn. (1959) Nr. 4, S. 268–272
- [2] Wolf, H. Ch.: Der Molekularverstärker. Z. f. angew. Phys. Bd. 10 (1958) S. 480–488
- [3] Molekularverstärker. Funk-Techn. Bd. 15 (1960) Nr. 2, S. 47–50
- [4] Kleen, W., u. Pöschl, K.: Die Erzeugung und Verstärkung von Millimeterwellen. Nachrichtentechn. Z. Bd. 11 (1958) Nr. 1, S. 8–19, u. Nr. 2, S. 77–84
- [5] Meyer, J. W.: The solid-state maser — a supercooled amplifier. Electronics Bd. 31 (1958) Nr. 17, S. 66–71; referiert in Elektron. Rdsch. Bd. 12 (1958) Nr. 10, S. 350–352
- [6] Mainberger, W. A.: Primary frequency standard using resonant caesium. Electronics Bd. 31 (1958) Nr. 45, S. 80–85; referiert in Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 3, S. 97–98
- [7] Awender, H.: Atomuhren, Moleküluhren. Radio Mentor Bd. 23 (1957) Nr. 10, S. 675–681, u. Nr. 11, S. 734–736
- [8] Johnson, S.: A sealed off maser. Proc. 12. Annual Symposium on Frequency Control, Mai 1958, S. 570–575; referiert in Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 12, S. 458–459
- [9] Gordon, J. P., Zeiger, H. J., u. Townes, C. H.: The maser. Phys. Rev. Bd. 99 (1955) S. 1264–1274
- [10] Stern, O.: Zur Methode der Molekularstrahlen. Z. f. Phys. Bd. 39 (1926) S. 751–763

Stereo-Probleme auf der 5. Tonmeistertagung in Detmold

DK 681.84.087.7:061.3

Auf der fünften Tonmeistertagung, die vom 18. bis 21. Oktober 1960 in Detmold unter Leitung von E. Thienhaus und unter großer ausländischer Beteiligung stattfand, war das Hauptproblem in der Elektroakustik immer noch die Stereophonie, die demzufolge auf vielen Kongressen die Diskussion beherrscht. Zweifellos haben die binauralen Verfahren die Wiedergabequalität erheblich verbessert, aber von einer geometrisch echten akustischen Abbildung kann man weder beim Kopfhörer- noch beim Lautsprecherempfang sprechen.

Besonders eingehend haben sich F. K. Harvey und M. R. Schroeder, USA, mit den technischen Bedingungen befaßt, indem sie drei Fragen zu beantworten gesucht haben: 1) Bis zu welcher Grenzfrequenz muß die Stereo-Darbietung volle Übersprechdämpfung haben? 2) Unterhalb welcher Grenzfrequenz braucht eine Stereo-Darbietung keine Übersprechdämpfung zu haben, um noch als stereophon erkannt zu werden? 3) Welchen festen frequenzabhängigen Wert darf das Übersprechen zwischen den Kanälen annehmen?

Aus der Fülle des gegebenen Kurvenmaterials seien folgende Ergebnisse mitgeteilt: 1) Wenn die Pegeldifferenz zwischen den Kanälen größer als 3 dB ist, muß man nachregeln, um einen einwandfreien Mitteneindruck zu erhalten. 2) Für die Lokalisierung der Quelle ist der Standort der Lautsprecher sehr kritisch. Verschiebung eines Lautsprechers um 5 cm vor- oder rückwärts entspricht bereits einer zusätzlichen Laufzeitdifferenz von etwa 0,2 ms. Entsprechend diesen Bedingungen, durfte sich die Versuchsperson bei dem Test um nicht mehr als ± 10 cm bewegen. 3) Gegenphasig kohärentes Rauschen ertönt zwischen 2 und 16 kHz in der Mitte der Lautsprecher, zwischen 500 und 2000 Hz in der Höhe des Kopfes, zwischen 125 und 500 Hz seitlich oder sogar etwas nach hinten. Dagegen erscheint gleichphasiges Rauschen stets zwischen den Lautsprechern.

Als obere Grenzfrequenz der Übersprechdämpfung wurde 8 kHz ermittelt, als untere 100 Hz. Versuche mit künstlichem Übersprechen erwiesen sich mit 17...20 dB als gut.

Die Bedingungen des Schallfeldes in Bezug auf Intensitäts- und Laufzeit-Stereophonie hat Yasuo Makita vom japanischen Rundfunk mathematisch interpretiert.

Um die „Zone der guten Mittenlokalisierung“ für die Zuhörer zu verbreitern, stellte K. Wendt, Aachen, die folgende Überlegung an: Wenn beide Lautsprecher vom Hörer ungleich weit entfernt sind, kann die Verschiebung der scheinbaren Schallquelle zum näheren Lautsprecher dadurch ausgeglichen werden, daß die Intensität des entfernteren Lautsprechers erhöht wird. Dies gelingt praktisch mit Richtlautsprechern, indem man hinter dem Schnittpunkt der aufeinander im Saal zulaufenden Richtkeulen die vom jeweils entfernteren Lautsprecher erzeugte Intensität größer als die des näherstehenden macht. Damit wird der zusätzliche Laufzeitunterschied teilweise kompensiert.

K. Bertram, Hannover, diskutierte die Anwendung des in der Aufnahmetechnik allgemein eingeführten Richtungsmischers. Man kann die Abbildungsgeometrie des Hauptmikrofons nur mit der der Stützmikrofone einigermaßen in Einklang bringen. Auch bei einer Polymikrofonie ohne Hauptmikrofon kann ein Ausgleich erfolgen, sofern die Orchestergruppen stereowirksam aufgestellt werden. Die Richtungsbeeinflussung betrifft schließlich auch die Darstellung von stereophonischen Tricks. Möglichkeiten hierzu sind Panoramapotiometer, Balanceregler und Schaltungen für künstliches Übersprechen. Außerdem wurde ein Richtungsregler entwickelt, der aus der Tonspannung monauraler Mikrofone ein neues Richtungsmerkmal herleitet.

V. Aschoff, Aachen, stellte eingehende Versuche an, den zweiten Kanal an Stelle der Richtungsinformation für die Übertragung der Rauminformation zu verwenden¹⁾. Die Rauminformation wurde von einem weit von der Quelle im diffusen Feld aufgestellten Mikrofon aufgenommen und von mehreren im Wiedergaberaum verteilten Nebelautsprechern abgestrahlt. Die Messungen zeigten, daß der Energieanteil der Rauminformation im Wiedergaberaum um so kleiner sein kann, je größer die Nachhallzeit des Aufnahme- und Wiedergaberaums ist.

Im Sinne der pseudostereophonen Verfahren führte W. Grandjot, Bremen, das bekannte Prinzip vor, von den Basislautsprechern den einen als Tieftön-, den anderen als Hochtonlautsprecher, aber gegen die Decke gestrahlt, zu verwenden, wobei regelbar ein Teil des Tiefen- oder Höhenanteils wechselseitig den anderen Lautsprechern noch zugeführt wurde. Weitere Lautschervorführungen anderer Autoren ließen erkennen, daß auch das Lautsprecherproblem heute noch keineswegs gelöst ist.

Ferner wäre zu erwähnen, daß Jan J. Geluk, Hilversum, über die Erfahrungen mit einem selbstgebaute, vollständig auf Transistorbasis beruhenden Stereo-Mischpult berichtete, wobei sich eine Reihe neuer Schal-

tungen als notwendig erwies, wie zum Beispiel Anschaltung des Kondensatormikrofons an den Verstärker unter Wiederverwendung der HF-Schaltung. Im holländischen Rundfunk werden schon seit 1946 Stereo-Sendungen in besonderen Veranstaltungen betrieben.

Psychoakustische Experimente

H. Scholl, Stuttgart, konnte zeigen, daß die bekannte Kurve der Tonhöhenempfindung nach Zwicker (Schwellwert von 3 Hz konstant bis 500 Hz und dann weiter $6^{0/100}$ der Tonhöhe) zu einem einzigen Wert zusammenschumpft, wenn man eine Umrechnung in mel vornimmt. Bei Kurztönen hat sich ergeben, daß mit dem Absinken der Tondauer t_i unter 100 ms der Schwellwert Δz zunimmt nach dem Gesetz $\Delta z \cdot t_i^{0,7} = \text{const}$. Für z.B. 1 ms Tondauer ist $\Delta z = 100$ mel oder 35 Tonhöhenstufen.

F. J. Meyer, Braunschweig, hat als Beitrag zur Orchesterstimmung untersucht, wie sich Holzblasinstrumente zu dem Bezug $a' = 440$ Hz verhalten. Die Abweichungen liegen im allgemeinen oben, besonders für die überblasenen Töne in der obersten Oktave. Wenn man die Zieherscheinungen beim Blasen betrachtet, findet man, daß die Klarinette besonders stark in der Tonhöhe beeinflusst wird (± 10 cent). Im allgemeinen steigt die Tonhöhe mit der Lautstärke an, in einigen Lagen von Oboe und Fagott ist es jedoch umgekehrt.

N. V. Franssen, Eindhoven, kommt auf Grund der Kritik an der Gehörsanalyse gemäß Fourier zur Darstellung der Hörfunktionen von Tonhöhe, Klangfarbe und Richtempfindlichkeit zu einem elektronischen Filtermodell. Die Auswertung ergibt ein Diagramm der Abhängigkeit der Formantfrequenz von der Periodizität, in dem Linien konstanter Formanten, konstanter Obertöne und konstanter Klangfarbe eingezeichnet sind²⁾.

In Zusammenhang hiermit sind die Untersuchungen von Ritsmar, Eindhoven, über die Bildung des Residuums von Interesse, weil sich die enge Verknüpfung von Tonhöhe und Klangfarbe zeigt. Die Entstehung von mehrfachen Tonhöhen hatte bereits Schouten auf dem Stuttgarter ICA-Kongreß 1959 behandelt.

Für die menschliche Perzeption von Raum und Zeit spielt ferner eine Zeitkonstante von 50 ms eine Rolle, die vom Verfasser behandelt wurde. Diese Integrationskonstante ist maßgebend für das Auflösungsvermögen von Auge und Ohr und bestimmt auch die untere Tongrenze. Für Tiere gelten andere Konstanten, woraus sich für diese eine andere Umwelt ableitet.

Aus Vorträgen von F. Hammon, Ludwigshafen, über die Rauschverhältnisse bei Tonbändern und von F. Krones, Leverkusen, über Intermodulationsverzerrungen der magnetischen Aufzeichnung ging hervor, wie das Fernsehen der Schrittmacher zu immer weiterer Gütesteigerung geworden ist. Bei einem neuen Bandtyp ist es gelungen, den Bandklirrfaktor k_3 auf $\frac{1}{4}\%$ herabzusetzen und gleichzeitig die Aussteuerbarkeit bei hohen Frequenzen zu verbessern. Damit kann man einen Intermodulationsfaktor von 1...2% mit vollem Pegel bei 10 kHz und 38 cm/s einhalten.

Besondere Aufmerksamkeit wurde auch der Technik der elektronischen Musik zugewandt. So berichteten A. Schaaf, H. Klein und H. J. Neumann über die Herstellungsverfahren mit Hilfe von Lochstreifen, die auf das Prinzip des Fernschreibers zurückgehen³⁾ — im Gegensatz zu dem von H. Olson, USA, entwickelten Verfahren⁴⁾. Für die Klangfarbendarstellung ergeben sich reichhaltige Kombinationen in Netzwerken. Durch Spiel auf einem Klavier werden die Bänder gelocht und die verschiedenen Parameter registriert. Über die holländische Produktion elektronischer Musik berichteten an Hand vieler Tonbeispiele R. Vermeulen und D. Raaymakers.

Über das neue Opernhaus in Leipzig, gebaut als Einrangtheater, berichtete W. Reichardt, Dresden. Er konnte durchsetzen, daß die akustisch ungünstige Beleuchterbrücke an der Decke aufgegeben wurde. Bei 9600 m³ und 1700 Plätzen ergibt sich eine Nachhallzeit von 1,45 s (besetzt). Die Entfernung des letzten Zuhörerplatzes von der Bühnenmitte ist 30 m. Als Typus ähnelt die Oper dem gleichzeitig fertiggestellten Salzburger Festspielhaus (2200 Personen, 13000 m³ Zuschauerraum). Beide Häuser mit einer starken Auflösung von Wänden und Decke haben akustisch ihre Anerkennung gefunden.

Bei großen Neubauprojekten hat man in letzter Zeit die zu erwartende Raumakustik durch Modelle im Maßstab etwa 1:10 vorher erprobt. Über neuere Erfahrungen mit der schon mehrfach beschriebenen Modelltechnik von F. Spandöck, München, durch einen Hörtrupp wurde berichtet⁵⁾.

Unterschiede in der Wandauskleidung konnten bis zu 8% Nachhallzeitänderung von 50% der Beobachter beim Abhören mit Kopfhörer bemerkt werden.

F. Winkel

²⁾ Franssen, N. V.: Some considerations on the mechanism of directional hearing. Diss. Univ. Delft 1960

³⁾ Klein, H.: Über eine Apparatur zur Steuerung und Verformung von Klängen. Nachrichtentechn. Fachber. Bd. 15, S. 31–35. Braunschweig 1959, Verlag Friedr. Vieweg & Sohn

⁴⁾ Winkel, F.: Der Laut-Synthetisator nach Olson. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) S. 219–223

⁵⁾ Krauth, E.: Stereophonische raumakustische Modellversuche. Nachrichtentechn. Fachber. Bd. 15, S. 51–55. Braunschweig 1959, Verlag Friedr. Vieweg & Sohn

¹⁾ Wendt, K.: Die Übertragung der Rauminformation. Rundfunktechn. Mitt. Bd. 4 (1960) Nr. 5, S. 209–212



Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik

Düsseldorf vom 19.–26. Oktober 1960

DK (621.317+62—523.8):061.3+4

Am 26. Oktober 1960 schloß die zweite INTERKAMA nach achttägiger Dauer ihre Pforten. Sie kann auf ein stolzes Ergebnis zurückblicken, denn rund 110 000 Fachleute, davon 35 % Ausländer aus 32 Ländern, informierten sich in Düsseldorf über den neuesten Stand der Meßtechnik und der Automatisierung. Die ausstellenden 470 Firmen, davon 188 aus dem Ausland, zeigten auf rund 39 000 m² den hohen Stand der Meß- und Regelungstechnik. Auch das kommerzielle Ergebnis der INTERKAMA ist als gut zu bezeichnen. Es konnten viele neue Verbindungen angeknüpft werden, insbesondere mit den europäischen Ländern, den USA und den großen asiatischen Ländern. An dem mit der INTERKAMA verbundenen Kongreß nahmen 7520 Wissenschaftler, Ingenieure und Techniker teil. Die von den Ausstellerfirmen veranstalteten 252 Instrumentenkurse waren stets voll besetzt.

Bemerkenswert an dieser internationalen Fachmesse war die systematische Vollständigkeit der für die Automatisierung bestimmten Meß-, Steuerungs- und Regelungssysteme. Daneben fielen die Anlagen zur Meßwertverarbeitung besonders auf, wobei das schnelle Vordringen digitaler Geräte und Verfahren als besonders bemerkenswerte Entwicklung seit der letzten INTERKAMA festzustellen ist.

Ein paar Zahlen mögen die Bedeutung dieses Industriezweiges unterstreichen. In der Bundesrepublik Deutschland stellen rund 250 Firmen mit etwa 70 000 Beschäftigten Meß-, Steuerungs- und Regelungseinrichtungen her. Sie erzielten im Jahre 1959 ein Produktionsvolumen von etwa 1,1 Milliarden DM. Der weitaus überwiegende Teil dieser Firmen sind Mittel- und Kleinbetriebe. Nur bei etwa einem Dutzend von ihnen übersteigt die Anzahl der Mitarbeiter 1000, und nur zwei Firmen haben mehr als 5000 Beschäftigte. Die Fertigung ist sehr lohnintensiv, und der Lohnanteil erreicht insbesondere bei der Herstellung nicht-elektronischer Geräte 50 % und mehr der Gesamtkosten. Der Exportanteil ist beachtlich. Mehr als 30 % der Produktion gehen in den direkten Export. Es kann aber angenommen werden, daß mindestens nochmals die Hälfte dieses Wertes in Form indirekter Exporte hinzukommt. Auch in Deutschland hat ebenso wie in allen anderen Industrieländern die Produktion von Meß- und Regelgeräten in den letzten zwei Jahrzehnten wesentlich stärker zugenommen als die allgemeine Industrieproduktion.

Die Auswirkungen der sich mehr und mehr durchsetzenden Steuerungs- und Regelungstechnik sind auf einigen Gebieten bereits heute überaus bemerkenswert. So ist es beispielsweise möglich gewesen, in modernen Kraftwerken die Ausnutzung des Energieinhalts der Kohle innerhalb der letzten 20 Jahre nahezu zu verdoppeln. Bei modernen Kraftwerken entfallen bis zu 5 % der Gesamt-Investitionskosten auf die Meß- und Regelungstechnik. Für die Hüttenindustrie gelten ähnliche Werte, während man bei chemischen Großanlagen mit 10...20 % und in Sonderfällen mit noch mehr rechnet.

*

Der nachstehende erste Bericht von der INTERKAMA soll einen kurzen Überblick über ein wichtiges Teilgebiet geben. Die Berichterstattung wird in den folgenden Heften fortgesetzt.

Elektrische Meß- und Registrierinstrumente

Eine Reihe von Herstellern elektrischer Meß- und Registrierinstrumente ist dazu übergegangen, ihre Schalttafelgeräte auch mit Maximal- und Minimalkontakten auszurüsten, wie sie in zunehmendem Maße für die Steuerungs- und Regelungstechnik Verwendung finden. Bei den Röhrenvoltmetern macht sich der verstärkte Einsatz von Transistoren bemerkbar sowie eine Erweiterung der Frequenzbereiche. Der Anteil der digitalen Meßinstrumente wird immer umfangreicher, weil sie für viele Anwendungen wesentliche Vorteile gegenüber den Zeigerinstrumenten haben. Um die Auswertung der Oszillogramme zu vereinfachen und zu beschleunigen, rüsten einige Firmen ihre Oszillografen mit einer automatischen Entwicklungseinrichtung aus, die in wenigen Sekunden fertige Oszillogramme liefert. Aus dem reichhaltigen Angebot auf der INTERKAMA seien im folgenden einige bemerkenswerte Geräte kurz beschrieben.

1. Röhrenvoltmeter

► *Chauvin Arnoux* — Diese Firma hat das erste Röhren-Millivoltmeter herausgebracht. Das Meßprinzip beruht auf dem Vergleich zweier zeitlich

hintereinander an einen Zerschneider gelegten Spannungen, von denen die eine die Meßspannung, die andere die an einem im Gegenkopplungskreis liegenden Widerstand entstehende Spannung ist. Das über einen Verstärker mit hohem Verstärkungsgrad und Demodulator verstärkte Signal erzeugt je nach Vorzeichen und Amplitude eine entsprechende Änderung des Stroms im Gegenkopplungsweig. Dieser Zweig wird direkt von der Eingangsspannung gesteuert und erlaubt so eine unmittelbare Ablesung an der Skala des Galvanometers. Für Gleichspannungsmessungen stehen 24 Bereiche von 0...1 mV bis 0...300 V und von 0...1 nA bis 0...300 μ A zur Verfügung. Wechselspannungsmessungen (bis 800 MHz) von 3 mV_{eff} bis 15 V_{eff} werden mit Hilfe einer Kristallsonde ausgeführt. Die Nullpunktregelung erfolgt schnell und genau mit zwei Potentiometern, von denen eines der Feinregler ist. Eine besondere Schaltmaßnahme garantiert die Stabilität des Nullpunktes bei Meßbereichumschaltungen.

► *Elektro Spezial* — Die Reihe der bekannten Verstärker-Röhrenvoltmeter „GM 6020“, „GM 6012“ und „GM 6014“ für Gleichspannung, NF und HF hat *Philips* durch das UHF-Millivoltmeter „GM 6025“ und das Effektivwert-Röhrenvoltmeter „GM 6018“ erweitert. Das Röhrenvoltmeter „GM 6000“ sowie die beiden kleineren mit Röhren beziehungsweise Transistoren bestückten NF-Röhrenvoltmeter „GM 6022“ und „GM 6023“ können speziell auf dem Service-Sektor eingesetzt werden.

► *Hewlett Packard* — Das Wechselstrom-Röhrenvoltmeter „403A“ für 1 Hz...1 MHz ist volltransistorisiert und mißt Wechselspannungen von 100 μ V...300 V in zwölf Meßbereichen. Eine zweite Skala erlaubt direkte Ablesung in Dezibel (–12...+2 dB). Der Meßfehler ist $\pm 3\%$ bis 500 Hz oder $\pm 5\%$ bis 1 MHz. Das Gerät arbeitet mit eingebauter Batterie 400 Stunden.

Mit dem neuentwickelten Typ „411 A RF“ können kleine Wechselspannungen in 7 Meßbereichen von 0...10 mV_{eff} bis 0...10 V_{eff} zwischen 5 kHz und 1 GHz gemessen werden. Der Meßfehler ist $\pm 3\%$ zwischen 10 kHz und 50 MHz oder $\pm 6\%$ im gesamten Frequenzbereich. Die Skala ist sowohl in Volt (0...1 und 0...3) als auch in Dezibel (–12...+3) geeicht; der Punkt 0 dB entspricht 1 mW an 50 Ω .

► *Vega* — Zur gleichzeitigen Messung in zwei Kanälen, beispielsweise Stereo-Kanälen, oder an verschiedenen Punkten einer Schaltung eignet sich besonders das Duo-Röhrenvoltmeter „MV 61.02“, das zehn Meßbereiche von 0...10 mV bis 0...300 V hat und im Frequenzbereich von 10 Hz...500 kHz arbeitet. Die beiden Großsichtskalen sind sowohl in Volt als auch in Dezibel geeicht und gestatten bequeme Ablesung. Der Meßfehler ist 2 % zwischen 20 Hz und 200 kHz, 4 % zwischen 10 Hz und 300 kHz sowie 10 % zwischen 10 Hz und 500 kHz; die Eingangsimpedanz ist 2 M Ω || 2 pF. Außerdem kann dieses in gedruckter Schaltung ausgeführte Meßgerät für Labor, Prüffeld und Service auch als Breitbandverstärker für zwei unabhängige Kanäle verwendet werden, wobei der Innenwiderstand des Verstärkers etwa 18 k Ω ist. Damit sind Ausgangsspannungen von 25...30 V_{eff} erreichbar.

2. Digitale Meßinstrumente

► *BE (Blackburn Electronics Ltd.)* — Das Digital-Voltmeter „BIE 2114“ mit einer vollkommen neuen Zählröhre ist zum genauen Messen von Gleichspannungen entwickelt worden. Als Eichquelle dient eine eingebaute *Weston*-Standard-Batterie (2,038 V). Zur Anzeige dienen vier Neon-Zahlenröhren. Die Anzeige der automatischen Meßbereich- und Polaritätswahl geschieht durch Dezimalpunkt und Minuszeichen. Die zu messende Spannung (1 mV...999,9 V) wird ständig in vorher bestimmten Wiederholungsabständen von 2, 1, $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$ s abgefragt (Dauer 103 ms). Die Eingangsimpedanz ist 50 M Ω im kleinsten Meßbereich, der Meßfehler überall 0,05 % vom Meßbereichendwert. Das Gerät liefert außerdem negative Impulse (80 V) zur Betätigung eines Druckers oder einer Schreibmaschine.

Die Digital-Registrierereinrichtung „BIE 2814“ ist als einfaches Digital-Aufzeichnungssystem konstruiert und umfaßt Abfrage-Einheit (mit 50 Eingangskanälen), Digital-Voltmeter (Typ „BIE 2114“) und Streifen-drucker (Typ „561 B“ von *Hewlett Packard* mit einem Druckvermögen von 11 Ziffern).

► *Electronic Associates* — Das von dieser Firma hergestellte Digital-Voltmeter ist volltransistorisiert und in gedruckter Schaltung ausgeführt, vierstellig und gestattet Gleichspannungsmessungen zwischen 1 mV und 999,9 V auf 1 mV genau. Die Polarität wird automatisch angezeigt.

► *Gossen* — Diese Firma zeigte das Labormodell eines digitalen Universal-Meßgerätes zur Messung von Spannung, Strom, Frequenz und Widerstand.

► **Grundig** — Mit dem automatisch abgleichenden Digital-Volt-Ohmmeter „DV 41“ können Gleichspannungen von 1...1000 V und Widerstände von

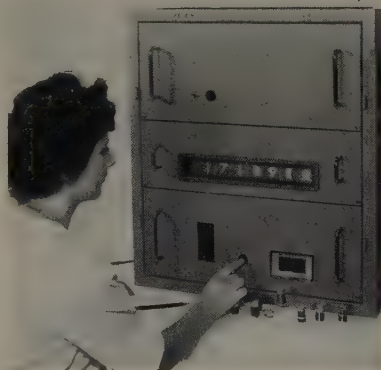


10 k Ω ...10 M Ω in je vier Bereichen gemessen werden. Der Meßfehler in den Spannungsmeßbereichen (Widerstandsmeßbereichen) ist $\pm 0,2\%$ ($\pm 0,5\%$) vom zugehörigen Endwert ± 1 Einheit von der letzten Ergebnisstelle. Als Dezimalkomma dient ein rotleuchtender Punkt, der automatisch vom Meßbereich-Wahlschalter gesteuert wird. Außerdem erscheint dann das Polaritätszeichen bei der Spannungsmessung oder ein Ohmzeichen bei der Widerstandsmessung. Die längste einstellbare Meß- und Anzeigezeit ist 5 s. Man erhält also alle 5 s einen neuen Meßwert. Für schnellere Messungen sind bis zu 5 Messungen je Sekunde möglich. Das angezeigte Ergebnis liegt

außerdem in binär verschlüsselter Form mit beliebig wählbarem Code vor, und das Gerät verfügt über eine Anschlußmöglichkeit für Zählbetragsdrucker und -umsetzer.

► **MACQ électronique** — Zur Messung von Gleichspannungen zwischen 1 mV und 999 V dienen die Digital-Voltmeter „VNC“ mit 10 M Ω Eingangs-impedanz. Es gibt Typen mit drei- und vierstelliger Anzeige, die einen Meßfehler von 0,1% beziehungsweise 0,02% ± 1 Einheit der letzten Stelle aufweisen. Die Konstruktion dieser Geräte ist besonders robust; sie sind stoß- und erschütterungsfest und eignen sich daher auch zum Einbau in Fahrzeuge.

► **Siemens** — Das Präzisions-Digital-Ohmmeter wurde insbesondere für die Fertigung von Bauelementen entwickelt. Es enthält eine automatisch abgleichende Wheatstone-Meßbrücke und gestattet Widerstandsmessungen von 10 M Ω ...999 M Ω . Der Meßfehler ist 0,05% (0,1% oder 1%) für Widerstände bis 1 M Ω (10 M Ω beziehungsweise 100 M Ω). Das Meßergebnis wird nach Anlegen des Widerstandes und Drücken einer Taste in etwa $\frac{1}{2}$ s fünfziffrig mit Komma und Dimensionswert angezeigt, in den beiden größten Meßbereichen jedoch nur vier- und dreiziffrig, entsprechend der geringeren Genauigkeit. Die Anzeige geschieht durch Projektion, wobei für jeden Stellenwert eine Glühlampe vorhanden ist. Die Belastung der Prüflinge ist in allen Bereichen kleiner als 10 mW.



Der elektronische Diagrammabtaster gestattet müheloses und schnelles Auswerten und Verarbeiten von Schreiberdiagrammen in mehrfacher Hinsicht, und zwar

- 1) die Kurvenfunktion durch Planimetrieren der eingrenzenden Fläche zu integrieren (beispielsweise die elektrische Arbeit als Integral der elektrischen Leistung),
- 2) einen Mittelwert über Zeitabschnitte zu bilden,
- 3) die Häufigkeitsverteilung (Amplitudenhäufigkeit) festzustellen und
- 4) die Summenhäufigkeit zu ermitteln.

Der Diagrammabtaster besteht aus dem eigentlichen Abtastgerät und dem Auswertgerät, die beide als Tischgeräte ausgeführt sind. Im Abtastgerät wird der eingelegte Diagrammstreifen mit gleichmäßiger Geschwindigkeit vor der Optik einer Fernseh-Aufnahmeröhre (Vidikon) vorbeibewegt, während das Auswertgerät die elektronischen Zählstufen, die veränderbare Klasseneinteilung, die elektromechanischen Zählwerke sowie einige weitere Bedienungsteile enthält. Der Papierstreifen wird in das Abtastgerät eingelegt, und die Optik projiziert davon einen beleuchteten Ausschnitt auf die Aufnahmeröhre. Auf der Signalplatte des Vidikons tastet ein Elektronenstrahl das Bild des Diagramms in Ordinateurichtung ab. Der Abstand von der Nulllinie bis zur Kurve wird mit Impulsen konstanter Frequenz ausgezählt. Zum Ermitteln der Häufigkeit werden die Impulse mit zehn elektromechanischen Zählwerken gezählt und zum Bilden des Integrals fortlaufend summiert. Ein weiteres Zählwerk zeigt die Anzahl der abgetasteten Stunden an. Der Abtaster läßt sich so justieren, daß auch verschmierte oder sehr steile Kurven in einem Mittelwert erfaßt werden und kein einseitiger Fehler entstehen kann. Zum Auswerten unterbrochener Kurven oder von punktförmig aufgezeichneten Kurven ist



als Zusatzeinrichtung ein Speicher mit Sperre eingebaut, der unterbrochene Kurven sinngemäß als Stücke einer Geraden fortsetzt.

Zur unmittelbaren und genauen Frequenzmessung, zum Abzählen von Vorgängen sowie zur Messung von Zeitintervallen oder der Periodendauer steht ein digitaler Frequenz- und Zeitmesser zur Verfügung, der in zwei Ausführungen, als „Rel 3 F 141“ für 10 Hz...100 kHz und als „Rel 3 F 144“ für 1 Hz...1 MHz, lieferbar ist. Die Anzeige erfolgt in 5 Dekaden mit der Röhre E 1 T. Der Mindestwert der Eingangsspannung bei $f_x > 10$ Hz ist 50 beziehungsweise 20 mV_{eff}; der höchstzulässige Wert liegt bei 250 V_{eff}.

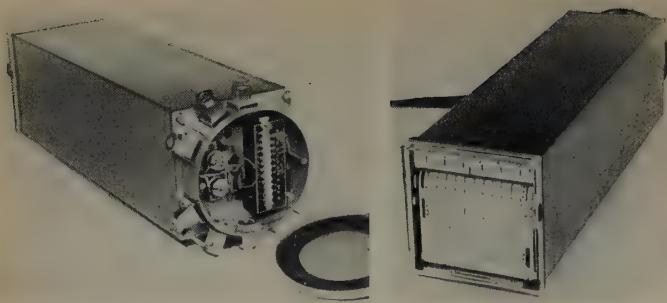
► **Valvo** — Ein Demonstrationsmodell veranschaulichte die Wirkungsweise eines Gleichspannungs-Meßgerätes mit digitaler Anzeige. Die Eingangsspannung gelangt über einen Bereichschalter an eine Vergleichsstufe und wird dort mit einer im Gerät erzeugten Spannung verglichen. Diese Vergleichsspannung ist binär verschlüsselt und kann in Intervallen von 1 mV zwischen 0 und 999 mV liegen. Die Gleichspannung wird mit einem Meßzerhacker in eine Wechselspannung umgeformt, verstärkt und in die Programmstufe eingegeben. Solange eine Spannungsdifferenz besteht, werden weitere Stufen der Vergleichsspannung durch die Programmstufe zugeschaltet. Wenn die Differenz zwischen Eingangs- und Vergleichsspannung Null geworden ist, bleibt die erreichte Stellung der Vergleichsspannung bestehen. Sie wird jetzt in einer Decodierungsstufe dezimal entschlüsselt und drei Ziffernanzeigeröhren Valvo Z 510 M zugeführt.

3. Kompensatoren

► **AEG** — Der neue Thermospannungskompensator hat vier Kurbeldekaden zum Einstellen von Meßspannungen bis 111 mV bei einer Toleranz von 0,1% und ist eine Weiterentwicklung der bisherigen Ausführung. Neu ist die Hilfsstromversorgung aus dem Netz; der Hilfsstrom von 1 mA wird von Zenerdioden stabilisiert. Bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 15\%$ ändert sich der Hilfsstrom um weniger als 0,05% im Temperaturbereich von 10...40° C.

Der thermospannungsfreie Präzisions-Kompensator ist für Spannungsmessungen zwischen 0,1 mV und 1,1 V bestimmt und auf 0,01% genau. Durch den besonderen Aufbau wurde erreicht, daß alle Thermospannungen, die im Innern des Gerätes auftreten, das Meßergebnis nicht beeinflussen. Der Kompensator hat vier dekadisch gestufte Meßbereiche. Ein anklemmbares Zusatzgerät liefert zwei weitere Spannungsbereiche bis 12 und 122 V zur leistungslosen Spannungsmessung.

► **Elektro Spezial** — Einen Kompensationsschreiber geringsten Platzbedarfes mit nur 144 x 144 mm Frontfläche zeigte Philips zum ersten Male in Deutschland. Der Miniaturschreiber „PR 2400 A“ arbeitet nach dem Prinzip des selbstabgleichenden Kompensators (Einstellzeit < 1 s für gesamte Skalenlänge; Dämpfung kritisch einstellbar). Der für Netzanschluß (220 V, 50 Hz, 17 VA) eingerichtete Schreiber enthält einen transistorbestückten Einschubverstärker mit gedruckter Schaltung. Die Aufzeichnung erfolgt auf 100 mm breitem, ungefähr 15 m langem Papierstreifen (sichtbare Diagrammlänge 100 mm). Nach Öffnen der Tür kann man das Papier 80 cm weit herausziehen; beim Loslassen rollt es selbsttätig in die Kassette zurück. Die Skala ist mit mV- und mit °C-Eichung für alle handelsüblichen Thermoelemente erhältlich. Die Meßbereicheinheiten sind leicht auswechselbar. Der Mindestbereich ist 5 mV, der Höchstbereich 250 mV. Die Fehlergrenze von $\pm 0,5\%$ des Vollausschlages ändert sich nicht bei Auswechseln des Meßbereiches; Einstellunsicherheit $\pm 0,2\%$ des Meßbereichs. Als Potentiometer wird ein drahtgewickelter Rundpotentiometer (300 $\Omega \pm 0,1\%$) mit etwa 1000 Windungen und 311° Drehwinkel benutzt. Der Potentiometerstrom (1 mA $\pm 0,1\%$, einstellbar über 10%) wird von einem Gleichrichter geliefert und mittels Zenerdiode stabilisiert. Bei 10% Netzspannungsschwankung ist die Änderung $< 0,1\%$. Der Potentiometerstrom läßt sich durch Vergleich mit dem eingebauten Normelement kontrollieren; die einstellbare Empfindlichkeit ist maximal 5 μ V. Bei unabgeglichener Brücke hat das Gerät etwa 500 Ω Innenwiderstand. Für Meßbereiche ab 5 mV ist der Quellenwiderstand



500 Ω /mV für den gesamten Einstellbereich. Bemerkenswert ist die große Unempfindlichkeit gegenüber Störspannungen. Zwischen Erde und Eingangsklemmen sind Wechselspannungen bis zur Höhe des jeweiligen Meßbereichs zugelassen, Gleichspannungen bis zum 1000fachen des Meßbereichs. Die zulässige Wechselspannung zwischen den Eingangsklemmen ist $1/1000$ des Meßbereichs. Bei hohen Störwechselspannungen kann das Filter „PR 7920“ zwischengeschaltet werden, das für 50 Hz eine Abschwächung 1:1000 bewirkt. Über das eingebaute Getriebe lassen sich drei verschiedene Papiergeschwindigkeiten wählen: 10, 20 und 60 mm/h. Die Ausführung „PR 2400 A/01“ ist zusätzlich mit einem 300-Ohm-Tochterpotentiometer ausgestattet. Der Miniaturschreiber „PR 2400 A/02“ ist für hohe Registriergeschwindigkeiten bestimmt. Er enthält zusätzlich ein Getriebe mit elektromechanischer Kupplung, das durch Umschaltung eine Vergrößerung der Papiergeschwindigkeit auf das 60fache ermöglicht, so daß Registriergeschwindigkeiten von 10, 20 und 60 mm/min möglich sind.

► **Hartmann & Braun** — Der neue Präzisions-Kompensator mit fünf Dekaden hat zwei Gleichstrom-Meßbereiche: 0...2 V und 0...200 mV (in Stufen von je 10 μ V beziehungsweise 1 μ V veränderbar). Die potentiometrisch geschalteten Dekadenwiderstände sind nicht an eine, sondern an zwei Kurbelreihen geführt. Dadurch können zwei voneinander unabhängige Vergleichsspannungen eingestellt und zwei verschiedene Spannungen in sehr kurzem zeitlichem Abstand kompensiert werden, wie zum Beispiel beim Prüfen von Leistungsmessern erforderlich, wobei man zuerst die Spannung und anschließend den Strom bestimmt.

Mit dem komplexen Wechselstrom-Kompensator erreicht man die engen Fehlergrenzen von $\pm 0,1\%$ bei 50 und 60 Hz für Spannungen von 0,05 bis 500 V oder für Ströme von 0,0005...20 A. Diese Fehlergrenzen erweitern sich auf 0,2% bei 150 Hz oder auf 0,5% bei 400 Hz und 1% bei 800 Hz. Sie gelten sowohl für den Betrag als auch für den Winkel (im Bogenmaß gemessen). Führt man dem einen Eingang des Kompensators die Spannung des Prüflings, dem anderen den zugehörigen Strom zu, dann ist der komplexe Quotient die Impedanz, deren Resultat man in Ohm erhält (Bereich: 0,005 Ω ...2 M Ω). Auf diese Weise lassen sich auch noch Induktivitäten (15 μ H...0,3 H) und Kapazitäten (30 μ F...0,6 F) messen.

► **Joens & Co.** — Der Sechsfarben-Kompensationsschreiber „KSK 106“ (120 mm Schreibbreite, Kl. 0,5) im Normgehäuse 192 \times 288 mm arbeitet nach dem Potentiometer-Verfahren und ist volltransistorisiert. Sämtliche Baugruppen des Zerhackerverstärkers einschließlich der Eingangsschaltung sind hermetisch vergossen und mittels Steckverbindungen auf der Rückseite des Gehäuses leicht austauschbar montiert. Der Servomotor ergibt eine Einstellzeit von 0,7 s über die ganze Skala. Der besonders betriebssichere Druckkopf drückt die sechs Kurven in den vom Galvanometer-Punktschreiber bekannten Farben gestochen scharf. Als Meßwertgeber kommen Thermoelemente, Widerstandsthermometer und Widerstandsferngeber in Frage. Ein besonderer Vorzug des Sechsfarben-Kompensationsschreibers besteht darin, daß bis zu sechs verschiedene Meßbereiche für beliebigen Meßgrößenarten ausführbar sind, und zwar einfach durch Einstecken entsprechender Widerstandssätze.

► **Metrawatt** — Zur Messung kleiner Spannungen und Ströme (als Thermo-, Photo-, pH- oder Meßbrückenpotential) in Verbindung mit Anzeige- und Registriergeräten dient das volltransistorisierte, selbstabgleichende Kompensationsgerät „GKt“, das nach dem Strommesser-Verfahren arbeitet und für Schalttafeleinbau (192 \times 96 mm) vorgesehen ist. Die Meßbereiche der Normalausführung sind 0...2 mV bis 0...1 V und 0...10 μ A bis 0...10 mA. Der maximale Fehler ist 0,5% des Meßbereichumfanges, die Einstellzeit 0,2 s.

Das tragbare Anzeigeinstrument „GKts“ ist mit einem Kompensationsgerät ausgerüstet und gestattet Messungen in den acht Meßbereichen 2/5/10/20/50/100/200 mV und 2,5 mA. Der Meßfehler ist $\pm 1,5\%$, bezogen auf Skalenlänge, die Einstellzeit 1 s.

► **Withof** — Bei dem potentiometrischen Kompensationsschreiber „Transkomp“ handelt es sich um ein echtes selbstabgleichendes Kompen-

sationsgerät nach dem Potentiometer-Verfahren. Das Gerät ist als Einfarb-Linienschreiber zur Registrierung einer Meßstelle oder als Sechsfarben-Punktdrucker zur Registrierung von sechs Meßstellen lieferbar. Das Antriebswerk enthält den Motor mit verschiedenen Getrieben, für den Registrierpapierantrieb, den Meßstellenumschalter und den Druckkopf den Transformator mit Gleichrichtern für die Stromversorgung des in gedruckter Schaltung ausgeführten Transistorverstärkers und die Kompensationsspannung. Im Meßteil sind die Widerstände der Meßbrücke und die Bauteile der zur Stabilisierung dienenden Zenerdiodenschaltung enthalten.

4. Schreibende Meßgeräte

► **ACB (Ateliers de construction Beaudouin)** — Bei dem fotografischen Direktschreiber „AO 300“ schwärzt ein Lichtstrahl auf einer Spezialschicht einen sofort auswertbaren Kurvenzug ohne fotografische Entwicklung. Die einstellbaren Vorschubgeschwindigkeiten liegen in 12 Stufen zwischen 1 und 60 cm/min oder m/min. Zur Beleuchtung dient eine Quecksilberdampf-Hochdrucklampe HBO 107.

► **Electronic Associates** — Der von dieser Firma hergestellte Variplotter (x-y-Schreiber) „1100 E“ ist ein selbstabgleichender Potentiometerschreiber, der eine Gleichspannung als Funktion einer zweiten Gleichspannung aufzeichnet. Die Stromkreise für die x- und die y-Richtung sind unabhängig, so daß in jeder Richtung ein beliebiger Spannungsverlauf vorgegeben werden kann. Im Gerät werden die angelegten Spannungen mit Bezugsspannungen verglichen, und die verstärkten Differenzspannungen steuern die Antriebsmotoren für das Schreibsystem. Die Schreibfläche nimmt ein Koordinatenblatt von 28 \times 45 cm auf, und die Kurven werden mit der Feder auf einer Fläche von 25 \times 38 cm geschrieben. Der Koordinatennullpunkt kann auf jeden beliebigen Punkt der Schreibfläche eingestellt werden, in Sonderausführung des Schreibers sogar auch außerhalb der Schreibfläche liegen. Das Papier wird durch eine Vakuumpumpe auf die Schreibfläche gepreßt. Über Umschalter kann die Empfindlichkeit in acht Stufen im Verhältnis 1:50 geändert werden. Durch Auswechseln einer kleinen Steckeinheit erhält man zwei Empfindlichkeitsbereiche: 0,5...100 mV/cm und 0,05...10 V/cm.

► **Elmes (Staub & Co.)** — Der Drehspul-Kreisblattschreiber „ELMES 12“ ist entweder als Einbaugerät (96 \times 96 mm) oder als Aufbaugerät lieferbar. Die Registrierung auf dem Kreisdiagramm (84 mm \varnothing) erfolgt mittels Druckstiftes auf Spezialpapier. Die Aufzeichnung ist gestochen scharf, unverwischbar sowie unbegrenzt haltbar. Der Vorschub der Diagrammscheibe ist bequem für eine Umdrehung in 1, 7 oder 30 Stunden (oder Tagen) einstellbar. Bei direktem Anschluß ist der Meßbereich 0...75 μ A ($R_i = 580 \Omega$). Bei Anschluß an das Vielfachinstrument „ELMES 1“ (Drehspulmeßwerk mit gefederter Spitzenlagerung) sind Gleich- und Wechselströme von 200 μ A...6 A sowie Gleichspannungen von 60 mV...1200 V und Wechselspannungen von 1,5 V...1200 V meßbar. Hierbei schließt man den Kreisblattschreiber mit einem Spezialkabel an das Vielfachinstrument an, wobei gleichzeitig das Meßwerk des Vielfachinstrumentes abgeschaltet wird. Dadurch bleiben die Belastungsverhältnisse des Meßkreises unverändert. Sonderausführungen des Kreisblattschreibers sind als Drehspulschreiber mit Gleichrichter, Drehspulschreiber mit Thermoumformer, Kreuzspulschreiber oder Sollwert-Schreiber lieferbar.

► **Metrawatt** — Der Typ „PC 120 GKt“ ist ein tragbarer Linienschreiber mit Kompensationsgerät und umfaßt die acht Meßbereiche 2/5/10/20/50/100/200 mV und 2,5 mA. Zum Antrieb dient ein selbstanlaufender Synchronmotor für 50 oder 60 Hz. Die Papiergeschwindigkeit ist umschaltbar auf 20, 60 oder 120 mm/h. Der Registrierfehler ist $\pm 1,5\%$, bezogen auf Schreibbreite, die Einstellzeit 1 s.

► **Rohde & Schwarz** — Der Gleichspannungsschreiber Enograph-G, „ZSG“ liegt nun in neuer Ausführung „BN 18532“ und „BN 18532/60 Hz“ mit umschaltbar linear-logarithmischer Anzeige und erhöhter Empfindlichkeit vor. In sechs verschiedenen Meßbereichen sind mit linearer Anzeige Spannungsmessungen zwischen 0 und 300 V Gleichspannung und mit logarithmischer Anzeige in ebenfalls sechs Meßbereichen solche zwischen 0,1 und 300 V Gleichspannung möglich. Der Eingangswiderstand ist in allen Bereichen etwa $10^{11} \Omega$, die Ansprechempfindlichkeit bei linearer Anzeige $\pm 0,4\%$ vom Meßbereichendwert, bei logarithmischer Anzeige $< 0,04$ dB.

► **Siemens** — Das Fertigungsprogramm schreibender Meßgeräte wurde durch Neukonstruktionen ersetzt, die die Frontmaße nach DIN 43831 haben. Die sechs Bauformen der Schreiber lassen sich nach ihrer Verwendung in folgende Gruppen einteilen:

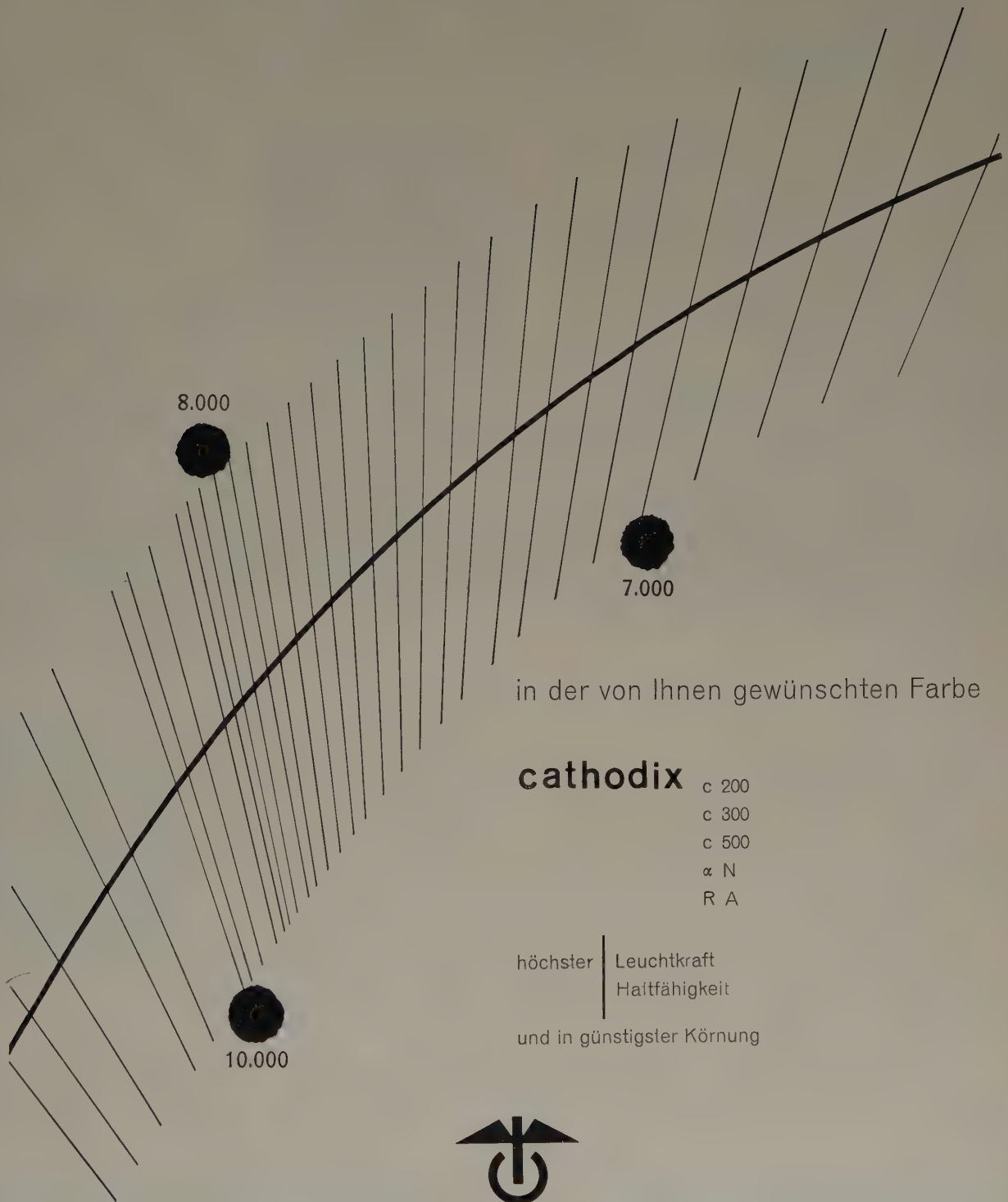
- 1) Schreiber für die Wärme- und Verfahrenstechnik, 192 \times 288 mm und 288 \times 288 mm,
- 2) Schreiber für die Elektromeßtechnik, 192 \times 240 mm und 288 \times 240 mm,
- 3) Kleinschreiber für beide Anwendungsgebiete, 144 \times 144 mm und 96 \times 144 mm.

Meßwerk, Schreiborgan und Registriereinrichtung sind so konstruiert, daß sie sich für jede Gehäusegröße verwenden lassen. Daraus ergibt sich für

Leuchtstoffe

cathodix

für Bildröhren



in der von Ihnen gewünschten Farbe

cathodix

c 200
c 300
c 500
 α N
R A

höchster Leuchtkraft
Haltfähigkeit

und in günstigster Körnung



UCLAF DEPARTEMENT B-35, BD. DES INVALIDES — PARIS 7°

DEUTSCHER ALLEINVERTRETER:

W. BIESTERFELD & CO., HAMBURG I, FERDINANDSTRASSE 41

TELEFON: 322701 - FS: 021-1252 U. 021-1874

jede dieser sechs Schreibformen die gleiche Bedienungstechnik. Die einzelnen Baugruppen lassen sich leicht auswechseln, so daß die Umstellung eines Schreibers für eine andere Meßaufgabe leicht ausführbar ist. Sämtliche Schreiber lassen sich mit einem Tintenvorratstank ausrüsten, aus dem die Tinte über einen flexiblen Schlauch der Schreibfeder zugeführt wird. Auf diese Weise ist eine wartungsfreie Dauerregistrierung über Monate möglich; ebenso gut kann auch eine Aufzeichnung mit Elektroden auf Metallpapier erfolgen. Normalerweise dienen zum Antrieb Synchronmotoren, die für einen weiten Bereich von 5...7200 mm/h Papiervorschub ausgelegt werden können; sie sind im Verhältnis 1 : 3 : 6 direkt umschaltbar.

► **Varian** — Der für den deutschen Markt (Vertrieb: *Rohde & Schwarz*) neue Schreiber „G-10“ kann wahlweise mit einer oder zwei Papiergeschwindigkeiten ausgerüstet werden. Schreibereinheit und Papiervorschubeinheit sind auch einzeln lieferbar, ebenso ist eine Papieraufnahmeinheit erhältlich. Die maximale Empfindlichkeit ist bei Vollausschlag entweder 10 mV (Schreibereinheit II) oder 100 mV (Schreibereinheit I). Der Meßfehler liegt bei $\pm 1\%$ vom Meßbereichendwert. Die Aufzeichnung ist sowohl mit Tinte als auch tintenlos möglich.

Eine Neuentwicklung dagegen ist der tragbare Schreiber „G-11 A“ mit austauschbaren Eingangseinheiten, die Anpassung an verschiedenen Meßaufgaben gestatten. Die maximale Eingangsempfindlichkeit ist bei diesem Gerät je nach Schreibereinheit bis 100 V bei Vollausschlag, der Meßfehler $\pm 1\%$ vom Meßbereichendwert. Der Schreiber kann wahlweise mit vier verschiedenen Papiervorschubgeschwindigkeiten ausgerüstet werden. Die Aufzeichnung ist sowohl mit Tinte als auch tintenlos möglich.

5. Oszillografen

5.1 Lichtstrahlloszillografen

► **Honeywell** — Der „Visicorder 1406“ ist ein direktschreibender Lichtstrahlloszillograf für den Frequenzbereich 0...200 Hz. Er kann sechs Galvanometer aufnehmen, von denen zwei verschiedene Typen mit 11,8 $\mu\text{A/cm}$ und 276 $\mu\text{A/cm}$ zur Verfügung stehen. Die maximale Ablenkung ist 100 mm nach einer Seite. Die Standardausführung erlaubt vier Papiervorschubgeschwindigkeiten zwischen 0,2 und 25 Zoll/s. Ebenfalls lieferbar sind Ausführungen mit den gleichen Werten in Zoll/min und in Zoll/h. Die Lichtzeigerlänge ist 30 cm.

Der neue 24-Kanal-Visicorder „1108“ weist besonders fortschrittliche Merkmale auf, wie zum Beispiel 200 mm Papierbreite und Papiervorschubgeschwindigkeiten bis zu 2 m/s. Alle Bedienungsarten sind mit Druckknöpfen wählbar. Zeitlinien bis 0,01 s und Gitternetzlinien ergeben eine wesentliche Erleichterung bei der Auswertung. Die einsetzbaren Subminiatur-Galvanometer erfassen linear einen Frequenzbereich von 0 bis 5000 Hz.

► **Siemens** — Vielfach werden die Oszillogramme von Lichtstrahlloszillografen nur vorübergehend zur Orientierung benötigt. Die sofortige Auswertbarkeit des Oszillogramms ist dann von größerer Bedeutung als seine lange Haltbarkeit. Deshalb wurden der „Oscillomat“ und der „Oscillofil 16“ so umgebaut, daß sie sowohl für das bisher übliche Verfahren mit Naßentwicklung der Oszillogramme als auch für das neue Verfahren mit UV-Direktschrift verwendet werden können. Diese Direktschritfoszillogramme sind zwar nicht so kontrastreich wie die naßentwickelten Oszillogramme, es lassen sich aber noch gut auswertbare Schreibgeschwindigkeiten bis zu 500 m/s erreichen. Die UV-Strahlung wird von einer im Gerät eingebauten Quecksilberdampf-Hochdrucklampe erzeugt. Beim „Oscillomat“, der auch bisher schon mit einer solchen Lampe ausgerüstet war, brauchte man nur die UV-Durchlässigkeit der Optik zu verbessern. Für „Oscillofil 16“ hat man eine neue Baueinheit entwickelt, die Netzteil und Lampe zusammenfaßt.

► **vibro-meter** — Das neueste Gerät ist der „Ultragraph CEI-440“, der 14, 28, 42 oder sogar 56 Kanäle für hochempfindliche Galvanometer „CEI 212“ hat. Er verfügt über eine Direktregistrierung ohne Entwicklung mit Wolfram-Lichtquellen und UV-Magazin oder mit Normalmagazin für die übliche Naßentwicklung. Schreibgeschwindigkeiten sind bis zu 1270 m/s möglich, Registrierfrequenzen bis 7800 Hz bei Verwendung der Galvanometer „CEI 212 C 214“. Der Papiervorrat ist 120 m. Mittels Druckknopfwahl sind 15 Geschwindigkeiten von 0,25 cm/s...4 m/s einstellbar, neun Geschwindigkeiten davon sind für Vorwärts- und Rückwärtslauf. Zeitmarkenlinien mit 1, 10 und 100 Hz werden mitgeschrieben. Außerdem ist Registrierdaueruvorwahl von 0,5...200 s möglich.

Der „Ultragraph CEI-444“ hat vier Kanäle für Direktregistrierung mit Galvanometern „CEI 210“ (bis 2000 Hz) und gilt als einfache, billige Kleinausgabe des „Ultragraph CEI-440“.

Ein weiterer Lichtstrahlloszillograf ist der Typ „CEI-408“ mit 24 oder 30 Registrierkanälen und sechs Referenzspuren. Von 1,3...320 cm/s sind 22 verschiedene Geschwindigkeiten durch Wählknopf einstellbar. Der Vorrat des 20 cm breiten Papiers ist 85 m; die Papierlängen-Vorgabe reicht bis 1,5 m, und jedes einzelne Oszillogramm ist numeriert.

Sehr klein und kompakt sind die Schleifenoszillografen der Typenreihe „CEI-409“ (6 kg Gesamtgewicht), die die meisten Vorzüge der großen

Oszillografen haben. 12 Registrier-, 2 Zeitmarken- und 6 Referenzmarkenkanäle sind vorhanden. Mit einem Drehknopf sind Papiergeschwindigkeiten kontinuierlich zwischen 60 cm/s und 30 cm/min einstellbar, der Papiervorrat ist 45 m.

Der Kompakt-Oszillograf „CEI-414“ ist zur Verwendung unter extremen Bedingungen vorgesehen, wie beispielsweise zum Einbau in Flugkörper oder Torpedos. Er hat 14 Kanäle, 22 m Papiervorrat und ist für 3...33 cm/s Papiergeschwindigkeit ausgeführt. Erschütterungsfestigkeit besteht bis 20 g, und sein Gewicht beträgt nur 4 kg.

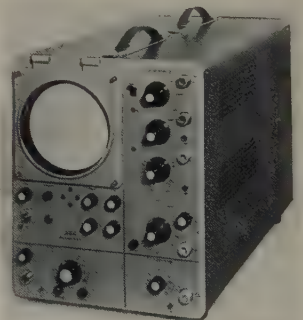
5.2 Katodenstrahlloszillografen

► **AEG** — Der kleine Meßoszillograf „Elograph U 211“ hat eine 7-cm-Elektronenstrahlröhre und ist mit einem dreistufigen gleichspannungsgekoppelten Y-Verstärker mit 4 MHz Bandbreite ausgerüstet, die bei allen Stellungen des in V/cm geeichten Abschwächers ausgenutzt werden kann. Wegen der Verwendung von Langlebensdauerrohren in einer Gegentakterschaltung sind geringe Nullpunktdrift sowie Konstanz der Ablenkfaktoren auch nach längerer Betriebszeit gewährleistet. Die triggerbare Zeitablenkung ist in ms/cm geeicht und auch für besonders langsam verlaufende Vorgänge geeignet. Der ebenfalls als Gleichspannungsverstärker ausgeführte X-Verstärker läßt sich für die Darstellung von Kennlinien verwenden. Da alle Gleichspannungen einschließlich der Beschleunigungsspannungen für die Elektronenstrahlröhre elektronisch stabilisiert sind, haben Netzspannungsschwankungen keinen Einfluß auf das Meßergebnis.



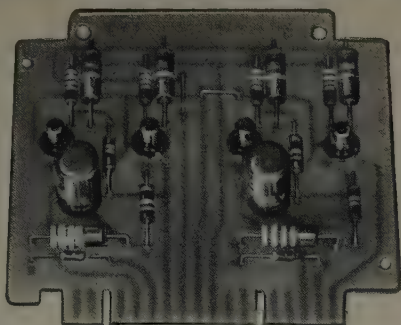
Der „Elograph E 330“ ist ein mit zwei gleichen Verstärkern ausgerüsteter Elektronenstrahlloszillograf mit großer Eingangsempfindlichkeit (Ablenkfaktor 0,2 mV/cm). Die gleichspannungsgekoppelten Differenzverstärker für die X- und Y-Ablenkung zeichnen sich durch geringe Drift und einen sehr kleinen Meßfehler aus. Da sämtliche Betriebsgleichspannungen elektronisch und die Heizspannung mit Transistoren stabilisiert sind, bleiben Netzspannungsschwankungen bis zu $\pm 10\%$ ohne Einfluß auf das Meßergebnis. In Verbindung mit Meßumformern (zum Beispiel Dehnungsmeßstreifen) ist das Gerät besonders zur Messung mechanischer Größen geeignet sowie für alle anderen Untersuchungen, bei denen nur kleine Spannungen zur Verfügung stehen.

Der Breitbandoszillograf „Elograph B 230“ hat eine neuentwickelte 13-cm-Elektronenstrahlröhre. Die Bandbreite des gleichspannungsgekoppelten Y-Verstärkers ist 20 MHz. Mit einer eingebauten Laufzeitkette zur Signalverzögerung kann die vordere Flanke bei Impulsuntersuchungen vollständig abgebildet werden. Der vielseitig triggerbare Zeitablenkgenerator ermöglicht zusammen mit dem gleichspannungsgekoppelten X-Verstärker eine Zeitaufwertung mit maximal 50facher Dehnung bei guter Linearität. Mit einer einschaltbaren Ausschaltsperre ist eine einwandfreie Einzelauslösung auch bei komplizierten Signalförmungen, die mehrere Triggerimpulse liefern oder sich wiederholen, erreichbar.



► **Cossor** — Der Einstrahlloszillograf „1076“ ist mit einem Y-Verstärker mit Breitbandvorverstärker „1078“ ausgerüstet, dessen Frequenzbereich von 0...60 MHz reicht. Die Anstiegszeit ist 6...7 ns, die Empfindlichkeit von 50 mV/cm ...20V/cm geeicht, der Eingangswiderstand 1 M Ω || 20 pF in allen Bereichen. Die Zeitablenkung kann in 24 geeichten Stufen von 0,02 $\mu\text{s/cm}$...5 s/cm verändert werden, ohne Eichung stufenlos von 0,1 $\mu\text{s/cm}$...10 s/cm. Die X-Verstärkung ist innerhalb des Frequenzbereichs von 0...2 MHz möglich.

► **Du Mont** — Der neueste Oszillograf ist der Typ „425“ (ELRU-Information 168), der der erste Versuch einer Kombination der bisherigen Oszillografentechnik mit der Digitaltechnik ist. Außer dem Kurvenzug erscheinen auf dem 10 \times 5 cm großen Koordinatensystem der Katodenstrahlröhre (12 kV Gesamtbeschleunigungsspannung) noch zwei Lichtpunkte, die man über die ganze Fläche verschieben kann, und zwar den einen mit Hilfe eines Hebels. Der andere wird mit je drei Rändelrädern (grob, mittel, fein) sowohl der Höhe nach (y-Achse) als auch der Seite nach

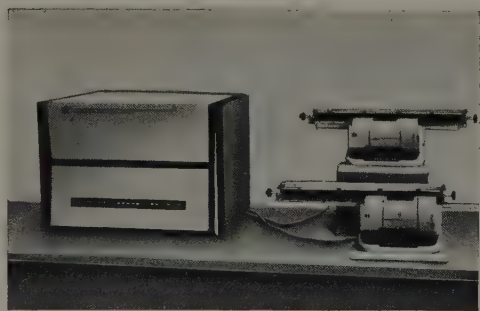


Logische Schaltung

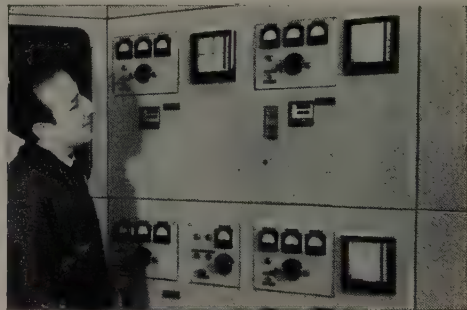


VHF-Fernsteuerung

DIE ELEKTRONIK IM DIENST DER INDUSTRIE



Fernschreiber höchster Betriebssicherheit
mit 100 Kanälen



Regeleinrichtung für Heizungsanlagen

Betriebsreglung, automatische Steuerung und analogische Nachbildung für Anlagen mit gleichmäßiger Produktion (Dampfkraftwerke, Atommeiler, Raffinerien, Destillieranlagen, usw.)

Logische Halbleiter-Schaltungen: Programmsteuerung für Stückproduktion, automatische Sortierung, usw.

Datenverarbeitung

Fernsteuerung, Fernanzeige, Fernmessung, drahtlos oder über Kabel.

Stellkreise mittlerer oder starker Leistung: Geschwindigkeitssteuerung oder -Reglung; Spannungs- und Stromreglung für statische Speiseanlagen oder rotierende Umformer; Umschalteinrichtungen, Steuerung von Werkzeugmaschinen, usw.

Unser Fertigungsprogramm umfaßt auch: Industrielles Fernsehen mit Kabelübertragung; Funkanlagen (auf Fahrzeugen und tragbar); Anlagen für die Atomindustrie; stabilisierte Netzgeräte; usw.

Compagnie générale

Société Anonyme au Capital de 40 608.900 Nouveaux Francs



de télégraphie Sans Fil

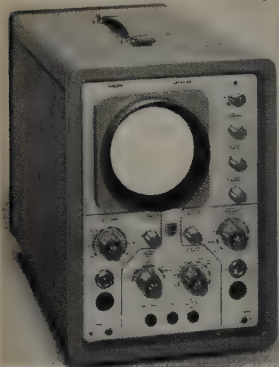
Siège Social : 79, Bd HAUSSMANN - PARIS-8 - ANJ. 84-60

"DÉPARTEMENT DES APPLICATIONS NUCLÉAIRES ET INDUSTRIELLES"

55, RUE GREFFULHE - LEVALLOIS (SEINE) - TÉL. : PER. 34-00

(x-Achse) verstellt. Mit den Rändelrädern sind dreistellige Ziffernanzeige-
werke verbunden, an denen dann der Abstand der beiden Lichtpunkte
nach Höhe (Spannung) und Seite (Zeit) abgelesen werden kann. Außerdem
stehen diese beiden Werte auch als Analogspannungen zur Verfügung.
Diese Art der Auswertung mit direkter, geeichter Ablesung von Ordinate
und Abszisse bringt nicht nur Zeitersparnis, sondern ist darüber hinaus
auch noch genauer und ohne Ablesefehler. Das ganze Gerät ist nach dem
Baukastenprinzip aufgebaut, und für den Vertikalteil wie für den Horizon-
talteil gibt es eine Reihe verschiedener Einschübe. Mit dem Einschub
„4201“ hat der Oszillograf 0...35 MHz Bandbreite (verwendbar bis
60 MHz) und 10 ns Anstellbar; der Ablenkfaktor ist 50 mV/cm. Der Zeit-
maßstab ist in 24 geeichten Stufen von 0,05 μ s/cm...2 s/cm einstellbar, mit
fünffacher Dehnung.

► **Elektro Spezial** — Aus der Reihe der neuen Philips-Oszillografen wäre
zunächst der große Breitbandoszillograf „GM 5603“ zu nennen, der einen
Vertikal-Differenzverstärker für 0...15 MHz hat. Die Anstiegszeit ist 25 ns,
der Ablenkfaktor 50 mV_{ss}/cm. Der Horizontalverstärker (1 mV_{ss}/cm)
erfaßt den Frequenzbereich von 0...2 MHz, die Zeitdehnung ist von
40 ns/cm...1 s/cm einstellbar. Das Gerät hat eine eingebaute Eichspan-
nungsquelle, Spannungsteiler- und Katodenfolger-Meßköpfe.



Zwei weitere Typen sind der HF-
Oszillograf „GM 5601“ und der NF-
Oszillograf „GM 5606“. Der Vertikal-
verstärker arbeitet im Frequenzband
von 0...5 MHz (0...200 kHz), die Ab-
lenkfaktoren sind 100 mV_{ss}/cm und
10 mV_{ss}/cm. Bei beiden Oszillo-
grafen ist Horizontalverstärkung von
0...300 kHz möglich bei einem Ab-
lenkfaktor von 1 mV_{ss}/cm. Beim Typ
„GM 5601“ ist der Zeitmaßstab von
100 ns/cm...0,2 s/cm einzustellen,
beim Typ „GM 5606“ von 0,5 μ s/cm
bis 1 s/cm. Beide Geräte haben eine
eingebaute Eichspannungsquelle.

Der Oszillograf „GM 5639“ (Bild) ei-
gnet sich besonders für Halbleiter-
Untersuchungen und hat eine Phasen-
toleranz $< +2^\circ$ bei Frequenzen bis
zu 1 MHz. Der Frequenzbereich des Vertikal- und des Horizontalverstär-
kers ist 0,5 Hz...1 MHz, die Ablenkfaktoren sind 100 und 200 mV_{ss}/cm. Die
Zeitdehnung kann zwischen 2 μ s/cm und 500 ms/cm verändert werden.

► **Graph** — Aus England kommt eine neue Reihe von Oszillografen. Da
ist zunächst der Laboroszillograf „303c“ (Anstiegszeit 60 ns) mit einem
Breitbandverstärker von 0...6 MHz (3 dB) und 100 mV/cm Empfindlich-
keit zu nennen. Der Abschwächer ist in acht Stufen von 100 mV/cm bis
300 V/cm einstellbar, die Zeitbasis von 1 μ s/cm...500 ms/cm bei kleinster
Dehnung. Der Typ „310“ zeichnet sich durch großen Einstellbereich der
Zeitbasis von 1 μ s/cm...1,5 s/cm aus und hat 50 ns Anstiegszeit. Eine 3 1/2-
Zoll-Planschirm-Doppelstrahlröhre enthält der Typ „350“ mit 60 ns
Anstiegszeit, dessen Zeitbasis ebenfalls von 1 μ s/cm...1,5 s/cm einstellbar ist.
Für die beiden letzten Typen gibt es eine Anzahl Einschubverstärker mit
verschiedenen Bandbreiten und Empfindlichkeiten.

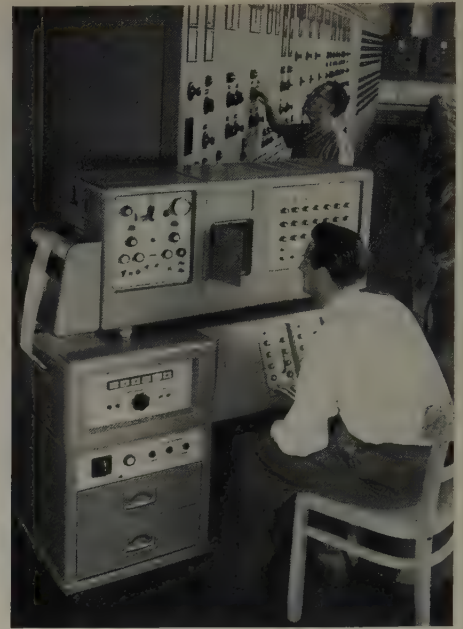
► **Metrimex** — Insbesondere für den Fernseh-Service ist der Typ
„Orion-KTS 1581/S“ geeignet, der mit seinem Gewicht von 12 kg leicht
zu transportieren ist. Der Y-Verstärker (Eingangsimpedanz 0,67 M Ω ||
15 pF) umfaßt den Frequenzbereich von 20 Hz...7 MHz (-3 dB) und hat
80 mm/V Empfindlichkeit. Die entsprechenden Werte des X-Verstärkers
sind 20 Hz...2 MHz (-3 dB) und 9 mm/V. Die Anstiegszeit ist 0,8 μ s.

Als Fernseh-Laboroszillograf ist der Typ „Orion-EMG 1543“ anzusehen,
der eine 5-Zoll-Katodenstrahlröhre hat. Der Frequenzbereich des Y-Ver-
stärkers geht von 20 Hz...10 MHz und hat 20 mV/cm Empfindlichkeit,
der X-Verstärker 20 Hz...2 MHz (-3 dB) Bandbreite und 50 mV/cm Emp-
findlichkeit.

► **Nordmende** — Der Universal-Oszillograf „UO 965“, dessen Y-Verstär-
ker bisher einen Ablenkfaktor von 20 mV_{ss}/cm hatte, wird jetzt mit
10 mV_{ss}/cm geliefert. Eine weitere Verbesserung ist die Vergrößerung der
Bandbreite des X-Verstärkers von 0...1,5 MHz auf 0...2 MHz.

► **Siemens** — Der mit sieben einzelnen Katodenstrahlröhren DB 7-14
(7 cm Schirmdurchmesser) ausgestattete „Elektronenstrahl-Oscillomat“
erlaubt, sieben Vorgänge gleichzeitig ohne gegenseitige Beeinflussung
aufzunehmen. Mit einer von den Lichtstrahloszillografen übernommenen
Registrierkamera können diese Vorgänge auch auf einen ablaufenden
Streifen lichtempfindlichen Papiers aufgezeichnet werden. Um auch dem
immer wieder aus der Praxis geäußerten Wunsch nach sofort auswertbaren
Diagrammen entgegenzukommen, ist diese Einrichtung noch mit einem
automatischen Schnellentwicklungs- und Fixiergerät kombiniert, so daß die
Oszillogramme kurzfristig zur Verfügung stehen. Die Katodenstrahlröhren
werden mit 6 kV Gesamtbeschleunigungsspannung betrieben und er-

geben helle Schirmbilder, so daß große Schreibgeschwindigkeiten (bis
zu 15 km/s) möglich sind. Die in den Tisch eingebauten drei Doppelver-
stärker lassen sich mit
Spannungen bis herab
zu 1 V oder $\pm 0,5$ V_{ss}
voll aussteuern. Von
den sieben Objektiven,
die die Schirmbilder
im Belichtungsschlitz
der Kamera abbilden,
sind drei so ausge-
führt, daß sie das
Schirmbild im Ver-
hältnis 1,5:1 vergrößern,
so daß sich be-
sonders interessierende
Vorgänge mit Doppel-
amplituden bis
etwa 9 cm Schwin-
gungswerte abbilden
lassen. Die in acht
Stufen zwischen 0,15
cm/s und 15 m/s ein-
stellbaren Papiervor-
schubgeschwindigkei-
ten sind mit dem vom
„Lichtstrahl-Oscillo-
mat“ her bekannten
Vorgabeprinzip mit
kürzesten Ablaufzei-
ten erreichbar. Eben-
so sind auch die bekannten Überwachungs-, Verriegelungs- und Steuer-
einrichtungen eingebaut, um Fehlstarts zu vermeiden.



► **Solartron** — Der Universal-Doppelstrahl-Kleinoszillograf „CD 1014“
hat eine Katodenstrahlröhre 3AZP31 mit 8,75 cm Planschirmdurchmesser
sowie zwei gleiche Y-Verstärker mit 0...5 MHz (-3 dB) Bandbreite und
100 mV/cm maximaler Empfindlichkeit. Der Y₂-Kanal enthält einen
Wechselspannungsvorverstärker, mit dem ein Verstärkungsfaktor von
100 (10) innerhalb 2,5...20 kHz (2,5 Hz...200 kHz) Bandbreite erreichbar
ist. Die Eingangsimpedanz ist 1 M Ω || 30 pF, die Anstiegszeit 70 ns, die
maximale Eingangsspannung 500 V_s. Der X-Verstärker hat 0...350 kHz
(-3 dB) Bandbreite bei einer kontinuierlich einstellbaren Empfindlichkeit
von 0,2...2 V/cm. Der Ablenkgenerator erlaubt Ablenkgeschwindigkeiten
von 1 μ s/cm...1 s/cm. Das Gerät ist intern oder extern mit positiven oder
negativen Impulsen triggerbar.

► **Tektronix** — Die in neuer Einschubtechnik ausgeführten XY-Oszillo-
grafen „560“ und „561“ nehmen zwei beliebige oder zwei gleiche Ver-
stärkereinschübe auf und können damit verschiedenen Meßaufgaben an-
gepaßt werden. Die Bandbreite ist nur von der Verstärkereinheit abhängig.
Zusammen mit dem Zeitablenkgenerator „67“ (1 μ s/cm bis 12 s/cm, in 21
geeichten Stufen einstellbar) sind diese Geräte auch als normale Oszil-
lografen verwendbar.

Ein neu herausgebrachter Laboroszillograf ist der von 0...1000 MHz ver-
wendbare Typ „519“, von dessen Katodenstrahlröhre am Schirm ein
Ausschnitt von 6 x 2 cm zu sehen ist. Die Anstiegszeit ist 0,35 ns, die Ab-
lenkgeschwindigkeit in 9 geeichten Stufen zwischen 2 ns/cm und 1 μ s/cm
veränderbar, die vertikale Ablenkempfindlichkeit ist besser als 10 V/cm.

Ein ebenfalls neues Gerät ist der Oszillograf „516“, der sonst dem Typ
„515 A“ entspricht, aber zwei identische Eingangskanäle sowie einen ein-
gebauten Elektronenschalter hat und deshalb zur Beobachtung zweier
getrennter Vorgänge geeignet ist. Der Frequenzbereich erstreckt sich von
0...15 MHz, die Anstiegszeit ist 23 ns. In neun geeichten Stufen ist die
Vertikalempfindlichkeit von 0,05 V/cm...20 V/cm veränderbar, unge-
eicht kontinuierlich zwischen 0,05 und 50 V/cm, die Zeitablenkung in
22 geeichten Stufen von 0,2 μ s/cm...2 s/cm oder ungeeicht kontinuierlich
zwischen 0,04 μ s/cm und 6 s/cm.

Als Zusatzgerät zur Prüfung der Tektronix-Oszillografen dient der Rechteckwellengenerator „107“, dessen Anstiegszeit 3 ns ist und dessen Frequenz-
bereich zwischen 400 kHz und 1 MHz liegt. Die Ausgangsspannung ist
0,1...0,5 V, wenn das Ausgangskabel mit 52 Ω abgeschlossen ist, oder
0,2...1 V bei nicht abgeschlossenen Kabel. Bei diesem Generator ist die
positive Rechteckwelle für die Prüfung besser geeignet als die negative.

Mit dem neuen Hochstromzusatz kann der Strombereich des Transistor-
Kennlinienschreibers „575“, der ein Spezialoszillograf zur Untersuchung
von Transistoren ist, von 20 A auf 100 A erweitert werden.

Um das Fotografieren von Oszillogrammen an 5-Zoll-Tektronix-Oszillo-
grafen zu ermöglichen, wurde eine Spezialkamera entwickelt, die inner-

Höchste Empfindlichkeit minimales Rauschen

Modernste elektronische Forschungsarbeit der Hitachi-Ingenieure hat jetzt zur Entwicklung einer hervorragenden Käfig-Gitter Zwillingstriode 6R-HH8 mit äußerst hoher Verstärkung und niedriger Rauschcharakteristik geführt. Als ein Glied der Abstimm-Vorrichtung garantiert 6R-HH8 ein ausgezeichnetes Schirmbild mit bemerkenswerter Schärfe.



Fig. 1 Verstärkungscharakteristik

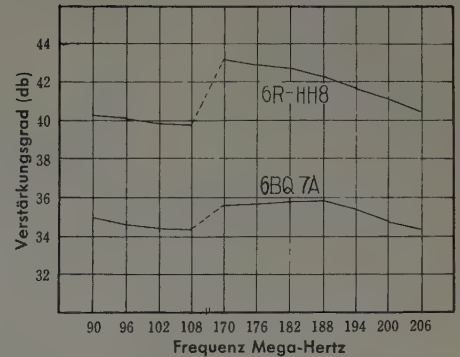
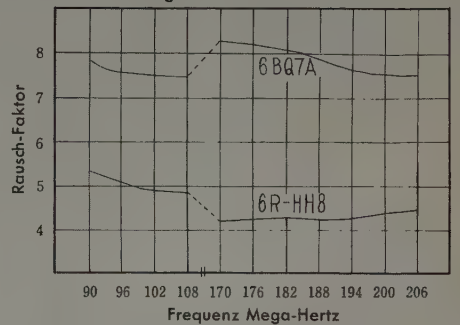


Fig. 2 Rauschcharakteristik



Hitachi fabriziert auch andere Empfangsröhren und Zubehörteile zum Fernsehen, die in Verbindung mit der neuen 6R-HH8 Röhre jedem Apparatebauer eine noch bessere Marktstellung einbringen, als er gegenwärtig einnimmt.



Automatisches Röhren-Prüfgerät



Hitachi, Ltd.

Tokyo Japan

Telegramm-Adresse: „HITACHY“ TOKYO

messgeräte der nachrichtentechnik

Breitbandige Systeme werden in erster Linie nach ihrem Dämpfungs- und Phasenverhalten beurteilt. Unser Meßplatz PD-74 ermöglicht die schnelle und genaue Ermittlung dieser Kenngrößen.

FORDERN SIE UNVERBINDLICH DIE ZUSENDUNG VON PROSPEKT UND LITERATUR



PHASEN- U. DÄMPFUNGSMESSPLATZ PD-74

Mit dem Phasenmesser PH-174 können durch die Unterteilung des Gesamtbereichs von 0 bis 360° in max. 24 Teilbereiche noch 0,5° Phasendifferenz abgelesen werden. Er benötigt Eingangsspannungen zwischen 0,1 und 1 V im Frequenzbereich 10 bis 100 kHz. Durch Vorschalten des Dämpfungsmessers DM-274 wird die Empfindlichkeit auf 0,3 mV erhöht und zugleich die Eingangsspannung der beiden Kanäle gemessen, wobei die Differenz durch einen Quotientenmesser mit ± 1 db oder ± 5 db Vollauschlag angezeigt wird.

Der Frequenzumsetzer FU-374 erweitert den Anwendungsbereich des Meßplatzes bis 50 MHz, vergrößert die Eingangsempfindlichkeit um weitere 20 db und erlaubt die Verwendung hochohmiger Tastköpfe.



WANDEL u. GOLTERMANN
REUTLINGEN · WÜRTT.

halb von 60 s ein fertiges Foto liefert. Das Entwickeln erfolgt in einer Kassette nach dem *Polaroid*-Land-Verfahren. Das Objektiv hat 90 mm Brennweite und eine Lichtstärke von 1 : 2,8. Der Verschluss ist ein Synchro-Compur-Verschluss für neun Belichtungszeiten von 1 s...1/400 s sowie für Zeitaufnahmen.

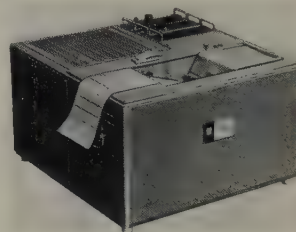
Für die Aufnahme von Oszillogrammen an 5-Zoll-*Tektronix*-Oszillografen ist ferner ein Fotovorsatz lieferbar, mit dessen Hilfe handelsübliche Kameras verschiedener Typen für Aufnahmen verwendet werden können. Der Fotovorsatz besteht aus einem rechteckigen Metallgehäuse mit Einblickklappe, die das Beobachten des Oszillografenschirms während des Einrichtens und in abgedunkelten Räumen auch während der Aufnahme gestattet. Es gibt davon zwei Ausführungen von 21 cm und 18 cm Länge, die für Kleinbildkameras 24×24 mm beziehungsweise 24×36 mm (oder auch 6×6 cm) geeignet sind. In beiden Fällen sind Objektive mit 40 oder 50 mm Brennweite verwendbar.

Der Hochspannungs-Tastkopf „P 6014“ ist für die Verwendung bei allen *Tektronix*-Oszillografen bestimmt. Er hat ein Kabel von 3,65 m Länge, dessen eines Ende an den Oszillografen angeschlossen wird und an dem sich ein Kompensationsnetzwerk mit guter Anpassung an Oszillografen mit 20...47 pF Eingangskapazität befindet. Das Teilverhältnis ist 1000 : 1, der Eingangswiderstand 100 M Ω || 2,5 pF, die Bandbreite 0...30 MHz. Als höchste zulässige Spannung ist 12 kV_{eff} oder 12 kV_{ss} angegeben.

Ein weiteres interessantes Zubehör ist die Stromzange „P 6016“, die an den Oszillografeneingang angeschlossen wird und eine Grundempfindlichkeit von 1 mA/Tlstr hat, wenn die Eingangsempfindlichkeit des Oszillografen auf 50 mV/Tlstr eingestellt wird. Mit einem zehnstufigen Schalter sind geeichte Stufen von 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 und 1000 mA/Tlstr einstellbar. Die Anstiegszeit ist bei Verwendung des Oszillografen „540“ mit Einschub „K“ 20 ns.

5.3 Direktschreibende Oszillografen

► *Elektro Spezial* — Unter der Bezeichnung „Oszilloscript“ hat *Philips* einen Direktschreiber nach dem System „Schwarzer“ herausgebracht. Die Aufzeichnung erfolgt dadurch, daß ein über eine feste Schneide (Schreibkante) laufendes Farbpapier mit dem entgegengesetzt laufenden Registrier-



papier an der Stelle in Berührung gebracht wird, an der sich der Schreibzeiger jeweils befindet. Bei Mehrfachschreibern gleiten sämtliche Schreibzeiger an der gemeinsamen Schneide, wodurch die Koinzidenz der einzelnen Registrierungen gewährleistet ist. Als Schreibsysteme stehen zwei verschiedene Typen zur Verfügung: ein 300-Hz-System (früher 165 Hz) mit einer Schreibbreite von 20 cm (H-System) und ein Breitschreibsystem (B-System) für eine Schreibbreite von 40 mm in einem Frequenzbereich von 0...160 Hz (früher 0...60 Hz). Ein B-System nimmt im Schreibergehäuse die gleiche Breite ein wie zwei H-Systeme. Die Größe des Gehäuses richtet sich nach der Anzahl der Registrierkanäle. Es gibt Gehäuseausführungen für 2, 4, 8 und 12 H-Systeme oder eine entsprechend geringere Anzahl, wenn B-Systeme dabei sind. Die Eingangsimpedanz ist 2×1 M Ω symmetrisch oder 1 M Ω asymmetrisch. Die Empfindlichkeit ist beim H-System in 8 Stufen von 3 mV/mm...10 V/mm einstellbar, beim B-System von 6 mV/mm...20 V/mm. Das Gerät hat Raum für einen einstellbaren Vorverstärker, der die Empfindlichkeit von 6 mV/mm noch um den Faktor 10 erhöht. Im 1. Getriebegang sind beim 2fach-Schreiber 20, 25, 30, 40, 50, 60, 80, 100, 120 und 160 mm/s Papiervorschubgeschwindigkeit möglich, beim 4-, 8- und 12fach-Schreiber 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 100 und 200 mm/s. Ein 2. Getriebegang bringt eine Umersetzung von 1:20.

► *EMA* — Ein direktregistrierender Schnellschreiber ist der Tauchspuloszillograf „OED 2 x SED m 4“, der sich für Frequenzen von Null bis zu einigen hundert Hertz eignet. Die Aufzeichnung erfolgt mit einer schnelltrocknenden Spezialtinte auf transparentem Papier. Beim Ein- und Ausschalten des Papiervorschubes (in sieben Stufen von 1...500 mm/s einstellbar) wird die Schreibdüse aus rostfreiem Stahl geöffnet beziehungsweise fest verschlossen und damit das Eintrocknen der Tinte verhindert. Deshalb ist das Gerät jederzeit betriebsbereit, auch nach langem Nichtgebrauch. Das Standardmodell verfügt über zwei Schreibsysteme von je 30 mm (± 15 mm) Schreibbreite und eine Zeitmarke. Die Empfindlichkeit ist 66,7 V/cm. Zur Erhöhung dieser Empfindlichkeit kann der Oszillograf von jedem Verstärker gespeist werden. Es wird jedoch empfohlen, den hierfür speziell entwickelten Gleichstromverstärker „DGA 1“ (Hersteller: *J. Langham Thompson Ltd.*) zu verwenden.

► *vibro-meter* — Der „Elektrograph“ hat 24 Galvanometer-Lichtstrahlkanäle und ist mit einer automatischen Direktentwicklung ausgerüstet, die in Bruchteilen von Sekunden sichtbare schwarze Kurvenzüge liefert. Die Empfindlichkeit ist 1 mA/5 cm zwischen 0 und 150 Hz. Das verwendete elektrosensitive Papier ist 20 cm breit und kann mit 7 verschiede-

nen Geschwindigkeiten aus einem 65 m Vorrat fassenden Magazin ablaufen. Jeder einzelne Kanal hat Eingangsabschwächer.

6. Zählgeräte und Drucker

► **AEG** — Für schnelle und genaue Zählung sowie für die Steuerung und Überwachung technischer Vorgänge wurde eine fünf Gerätegruppen umfassende Typenreihe von Transistorzählgeräten einschließlich der notwendigen Impulsgeber und Ziffern-Großanzeigen entwickelt. Die Typenreihe umfaßt Geräte für Abzählvorgänge zur Stückzahlermittlung und zur Längenbestimmung mit ein- oder mehrfacher Vorwahl, Geräte für die Zeitermittlung zur Intervallmessung sowie zur Steuerung zeitabhängiger Vorgänge, Geräte für Zählvorgänge je Zeiteinheit zur Drehzahl-, Frequenz-, Geschwindigkeits- und Stückzahlermittlung, Geräte für die Verhältnis-messung von Drehzahlen und Frequenzen sowie Geräte für die Schlupf-messung von Asynchronmaschinen. Alle diese Geräte haben eine hohe Grenzfrequenz des Zählvermögens, geringen Eigenverbrauch und arbeiten geräuschlos. Die Zählergebnisse werden durch Drehspulinstrumente oder Projektionsanzeiger angezeigt. Es ist eine fortlaufend sichtbare Anzeige bis zum Erreichen des Endergebnisses mit einstellbarer Darstellzeit möglich oder Daueranzeige, bei der nur das Endergebnis erscheint, das bei den fortlaufenden Zählvorgängen gegebenenfalls korrigiert wird. Anschlüsse für Linienschreiber, Schleifenoszillografen, Punktschreiber oder Drucker können auf Wunsch vorgesehen werden.

► **Dietz** — Der besondere Vorzug des elektronischen Universal-Zählgeräts besteht in seiner vielseitigen Verwendbarkeit zum Zählen (auch mit Vorwahl), zur Ziffernausgabe, zur Zeit- und Frequenzmessung sowie als Meßwert-Umsetzer. In der Grundausrüstung gestattet das Gerät direkte Ablesung an den fünf Zähldekaden sowie Einstellung zweier Vorwahlzahlen und enthält die Stromversorgung (Netzanschluß 220 V, 50 Hz) sowie Relais und elektronische Bauteile, die wie die Zähldekaden sämtlich steckbar sind. Mit Ausnahme der zur Anzeige verwendeten Relaisröhren ist die Schaltung transistorisiert. Die maximale Impulsfolgefrequenz ist 2 kHz (oder 200 kHz mit zwei Vorsatzdekaden). Dazu gibt es noch eine Reihe von Einbau-Zusätzen, wie zum Beispiel Eingangs-Vorverstärker für kleine Amplituden, Vorsatz-Zähldekaden für höhere Zählfrequenzen.

► **Hengstler** — Der einstellbare elektrische Impulszähler (6stellig) „FA 043“ öffnet oder schließt bei Erreichen einer vorgewählten Zahl einen Kontakt. Jeder ankommende Impuls, der den Zähler um eins weiter-schaltet, muß mindestens 20 ms lang sein mit einer darauffolgenden gleich-langen Impulspause. Daraus ergibt sich eine maximale Zählgeschwindigkeit von 25 Imp/s.

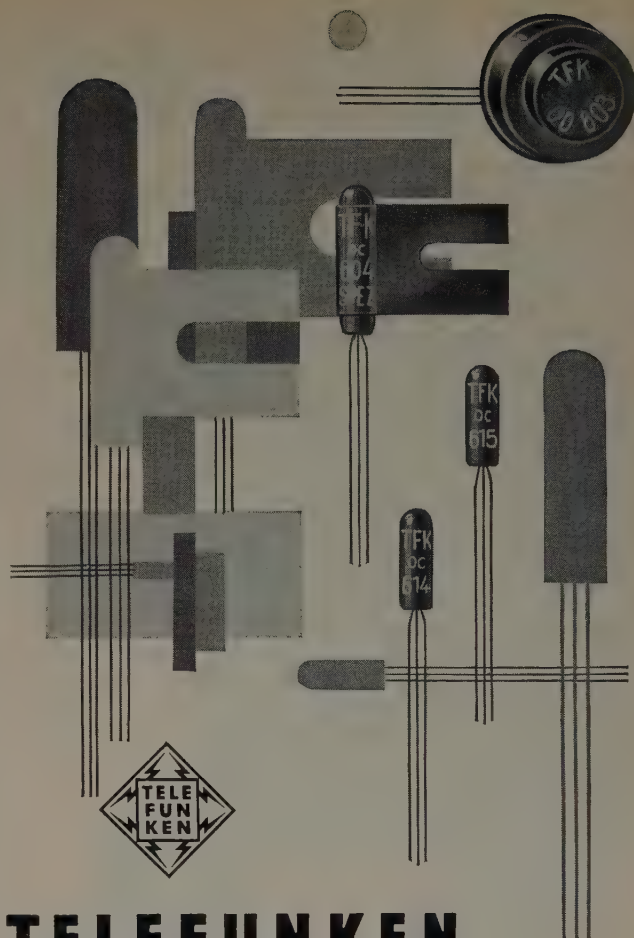
► **Kienzle** — Die elektronischen Vorwahlzählgeräte „VZ 200“ sind je nach Ausführung für 1...4 getrennte Vorwahlen eingerichtet und eignen sich besonders zum Abzählen bei Verpackungsaufgaben, für Maschinen-steuerungen, als Bandstraßen-Taktgeber und zur Frequenzteilung. Die Zählgeschwindigkeit ist maximal 10⁴ Imp/s, die Eingangsspannung min-destens 0,3 V_g. Der Anschluß des Gerätes erfolgt an 220 V, 50...60 Hz.

Der Zählbetragdrucker „D 1 SW“ gestattet das Ausdrucken aus elektro-nischen dekadischen Zählssystemen. Der Druck von Zahlenwerten ist zum Beispiel aus Elektronenstrahl-Dezimalröhren, Kaltkathoden-Zählröhren und -Zählringen sowie aus Flip-Flop-Schaltungen mit Elektronenröhren oder Transistoren, aus ferromagnetischen Zählringen oder magnetischen Zählstufen möglich. Die Druckgeschwindigkeit ist maximal 2...3 Zeilen/s.

Der Digital-Drucker „D 10 E“ eignet sich zum Druck von Zifferninforma-tionen aus potentialfreien Kontaktfeldern, wie zum Beispiel aus Relais-speichern und Schrittschaltern, Zählmagneten, Drehwählern, elektrischen Tastfeldern, digitalen Voltmetern. Das Gerät ist siebenstellig und erlaubt eine maximale Druckgeschwindigkeit von 3 Zeilen/s. Die Eingangsimpulse sollen eine Spannung von 6...14 V (negativ) haben und mindestens 10 µs lang sein.

Der Zeitdrucker- und Datierzusatz erlaubt den gleichzeitigen Druck von Uhrzeit und Datum mit Informationen aus elektrischen Meß- und Prüf-einrichtungen und kann beispielsweise in den digitalen Drucker „D 10 E“ eingebaut werden. In jeder Zeile erscheint von links nach rechts der Druck von Tag, Monat, Jahr, ein Symbol für Vor- oder Nachmittag sowie die Uhrzeit in Stunden und Minuten. Die Fortschaltung des Zeitdruckteiles erfolgt von einem Elektromagneten, der jede Minute aus einem eingebauten Schaltwerk einen Impuls erhält.

► **Novotechnik** — In Zusammenarbeit mit der Firma *Rochar* wurden elektronische Frequenz- und Kurzzeitmesser entwickelt, die als besonderen Vorzug eine vorwählbare, quarzstabilisierte Zeitbasis haben. Es können beliebige Meß- und Zählzeiten zwischen 0,0001 und 99999 s digital ein-gestellt und damit durch geeignete Zeitvorwahl in beliebigen Einheiten, beispielsweise in 1/h, 1/min, gal/min, U/s, ohne Umrechnung direkt ab-gelesen werden. Proportionalitätsfaktoren, Übersetzungsverhältnisse zwi-schen Geber und Hauptwelle sowie Korrekturfaktoren für Dichte und Temperatur lassen sich bei der Vorwahl der Zähl- oder Meßzeit berück-sichtigen. Weitere Merkmale dieses Gerätes sind: 15 mm hohe Ziffern-Großanzeige, automatische Anzeige des Kommas bei Zeitmessungen, aus-wechselbare höchstempfindliche Vorverstärker-Einschübe.



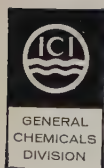
TELEFUNKEN

pnp-FLÄCHENTRANSISTOREN

AF 101	HF-Transistor für Vor-, Misch- und ZF-Stufen im Mittelwellen-Gebiet
AF 105	HF-Transistor für ZF-Stufen 10,7 MHz
OC 602	NF-Transistor mit mittlerem Strom-verstärkungsfaktor
OC 602 spez.	Schalttransistor
OC 603	Rauscharmer NF-Transistor
OC 604	NF-Transistor mit großem Strom-verstärkungsfaktor
OC 604 spez.	Endstufen-Transistor mittlerer Leistung
AC 105	NF-Endstufen-Transistor mit mittlerem Stromverstärkungsfaktor und 400 mW Verlustleistung
AC 106	NF-Endstufen-Transistor mit hohem Stromverstärkungsfaktor und 400 mW Verlustleistung
OC 614	HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im KW-Gebiet
OC 615	HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im UKW-Gebiet
ASZ 30	Schalttransistor für hohe Schalt-geschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 30 mW
ASZ 10	Schalttransistor für hohe Schalt-geschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 150 mW
AUZ 11	Leistungsschalttransistor für hohe Schalt-geschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 4 W
AFZ 10	HF-Transistor für Schwingstufen kleinerer Leistung im Kurzwellengebiet; Verlustleistung 150 mW
OD 603	Endstufen-Transistor großer Leistung (4 W)

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM-DONAU

Verwenden Sie I.C.I. Silizium!
Lieferbar in polykristalliner Form
(Stäbe und stückiges Material)
sowie als Einkristalle in Stabform



Imperial Chemical Industries Limited,
London, S.W.1.

Vertreter für den Vertrieb von I.C.I. Silizium:
Frank & Schulte,
Handelsgesellschaft m.b.H., Essen
Postfach 515. Telefon, Sa.—Nr. 44 40 01
Fernschreiber 0857835

► **Riefler** — Das neuentwickelte Zählrelais „Digazet“, ein elektro-mechanisches Ziffern-Anzeigeelement mit elektrischer Dekadenfortschaltung und sehr kleinen Abmessungen (Breite 12,5 mm, Höhe 38 mm, Tiefe 115 mm, Zahlengröße $4,5 \times 7$ mm), ist als Impulzzähler (50 Hz), Schauzähler zur Darstellung eines Meßwertes oder eines Meßzustandes, als Vorwahlzähler und als Speicher zur Summierung eines Meßwertes verwendbar. Mehrere Einheiten können aneinandergereiht werden, wobei die Weitergabe des dekadischen Wertes an die nächste Einheit elektrisch erfolgt. Die Nennspannung ist 24 V=.

► **Hermann Wetzer** — Die Druckeinheiten sind nach dem Baukastenprinzip aufgebaut und können durch Kombination von Typenradsätzen (in Baugruppen mit 2, 4, 6 oder 8 Typenrädern) und durch verschiedene Bestückung dem jeweiligen Verwendungszweck angepaßt werden. Die Typenräder selbst sind 10- oder 12stellig und werden von Wählmagneten betätigt, die 50 mal/s ansprechen können, das heißt, bei jedem einzelnen Typenrad kann eine beliebige Ziffer in maximal 0,2 s eingestellt werden. Für das Ausdrucken sind ebenfalls 0,2 s erforderlich, die Typenräder laufen danach automatisch weiter, bis sie ihre Ruhelage erreicht haben. Hierzu sind abermals maximal 0,2 s notwendig. Die Gesamtdruckzeit ist daher maximal 0,6 s für eine Zeile. Zur Betätigung der Wähl- und Druckmagnete sind Impulse von 60 V= erforderlich.

Außerdem wäre noch der Betriebsstundenzähler „Horameter 5“ für mittlere und hohe Frequenzen zu nennen, der mit 20...80 V, 50...5000 Hz, betrieben wird. Der Meßbereich ist 10000 Stunden $\pm 2\%$.

7. Zubehör

► **Armstrong Whitworth** — Besonders zur Verstärkung von Signalen von 0...6 kHz eignet sich der Transistor-Galvanometerverstärker „TGA 2“ mit eingebauter Temperaturstabilisierung, die die Auswirkung der Raumtemperatur ausgleicht. Das Gerät ist als austauschbare Steckeinheit ausgeführt und hat eine maximale Spannungsverstärkung von 1000 bei 50 Ω Abschlußwiderstand. Die maximale Abweichung bis 2 kHz ist 0,2 dB, bis 3 (6) kHz 0,5 (3) dB.

► **Elektro-Geräte-Bau Gustav Klein** — Als Spannungsquelle für Kompensationsmessungen oder Referenzzwecke eignet sich das Spannungsnormale, das etwa 8 V liefert (der genaue Wert ist jeweils auf dem Typenschild vermerkt) und an 220 V_{eff} $\pm 20\%$, 45...65 Hz, anzuschließen ist. Der Ausgangsstrom kann von 0...2 mA eingestellt werden, und die Ausgangsspannung ändert sich dabei um höchstens 0,002%. Der Temperaturkoeffizient ist $< 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$.

► **Honeywell** — Der „AccuData II“ ist ein Gleichstrom-Meßverstärker für symmetrischen oder unsymmetrischen Eingang. Eingangsspannungen von 300 μV ...100 mV ergeben volle Ausgangsspannung von 10 V. Der hochohmige, transistorisierte Gleichstromverstärker ist von 0...20 kHz bei hoher Verstärkungsgenauigkeit linear. Der niederohmige Ausgang erlaubt, gleichzeitig mehrere Visicorder-Subminiatur-Galvanometer anzuschließen.

► **Knick** — Der Transistor-Meßverstärker für kleine Gleichspannungen (ELRU-Information 244) wurde inzwischen verbessert und seine Ausgangsleistung von etwa 10 mW auf 40 mW heraufgesetzt. Außerdem wurde das Fabrikationsprogramm durch Aufnahme neuer Typen erweitert, die zwar eine sehr hohe Verstärkung (bis zu 5×10^4), dafür jedoch eine geringere Genauigkeit (Fehler bis zu 25% des Meßwertes) haben und als Nullverstärker verwendbar sind.

► **MACQ Electronique** — Von dieser Firma wurde ein Gerät entwickelt, mit dessen Hilfe man die Abweichung stabilisierter Spannungen (1,1 bis 2500 V) von einem Sollwert ermitteln kann. Die zu prüfende Spannung wird einer Präzisions-Spannungsteilerschaltung zugeführt und zusammen mit derjenigen aus einem geeichten *Weston*-Element auf den Eingang des Zerkhackerverstärkers gegeben, dessen Ausgang auf die Meßanordnung zurückwirkt. Die Abweichung vom Sollwert wird an einem Galvanometer abgelesen. Die Eingangsimpedanz ist 10 k Ω /V, die maximale Empfindlichkeit 10^{-4} .

► **Robot** — In der modernen Meßtechnik spielt auch die Fotografie eine immer größere Rolle, sei es zur Aufnahme von Schirmbildern oder zur gleichzeitigen Aufnahme einer Vielzahl von Meßinstrumenten und Zählern oder zur ferngesteuerten Aufnahme technischer Vorgänge. Der neue „Robot-Royal 36 BL“ (24 \times 36 mm) ist eine Kamera mit Federwerk für vollautomatischen Filmtransport von 18 Aufnahmen mit eingebautem elektrischem Belichtungsmesser und Leuchtrahmensucher 1:1. Der eingebaute automatische Serienauslöser gestattet Aufnahmefolgen bis zu 5 B/s. — Der Fotovorsatz „vatur“ hat einen Tubus mit den Anschlußmaßen für *Tektronix*-Oszillografen, kann aber auch für alle anderen Modelle mit bis zu 118 mm Schirmdurchmesser benutzt werden.

Für die technisch-wissenschaftliche Fotografie liefert *Robot* eine Anzahl von Zusatzgeräten zur Steuerung fotografischer Registrieranlagen in bestimmten, kontinuierlich einstellbaren Zeitintervallen mit einer Wiederkehrgenauigkeit von $\pm 0,4\%$ des Skalenendwertes. Hierzu gehören der Impulsgeber „I“ sowie die Steuergeräte „I“ und „II“, von denen das Modell „II“ mit zwei wechselseitig arbeitenden Impulsgebern zum Öffnen und Schließen der Kamera ausgestattet ist.

Direktanzeigendes Schwingungsmeßgerät „PR 9252“

Das direktanzeigende Schwingungsmeßgerät „PR 9252“ von Philips gestattet, in Verbindung mit dem Schwingungsgeber „PR 9260“ oder „PR 9261“ Amplituden mechanischer Schwingungen zu messen. Das Gerät arbeitet unabhängig von Netzspannungsquellen, hat eine in Mikron (0...1000 μ) geeichte Skala und kann zur Untersuchung oder Überwachung von Maschinen- und Konstruktionsteilen verwendet werden, die durch mechanische Schwingungen gefährdet sind. In Verbindung mit dem Phasenanzeiger „PR 9280“ lassen sich auch Auswuchtprobleme an rotierenden Teilen behandeln. Hierbei überlagert sich dem Ausgangssignal des Schwingungsgebers ein Markierungssignal. Der Frequenzbereich ist 10 bis 1000 Hz, und die Umgebungstemperatur kann zwischen 0 und 40°C liegen.

ELRU-Information 305

Neuer Leistungsfaktormesser mit Drehspulmeßwerk für Mittelfrequenzen

Während für Frequenzen zwischen 15 und 60 Hz das elektrodynamische Prinzip bei der Messung des Leistungsfaktors angewendet wird, hat Gossen für Frequenzen zwischen 100 und 10000 Hz ein neues Meßprinzip entwickelt, das ein Drehspulmeßwerk zu verwenden gestattet. Als Maß für den Leistungsfaktor dient der Gleichstrom am Ausgang einer speziellen Leistungsfaktor-Meßschaltung, so daß zur Anzeige jedes gewöhnliche Drehspulinstrument verwendet werden kann. Ein besonderer Vorteil des neuen Prinzips besteht darin, daß der Gleichstromausgang in einfacher Weise den Leistungsfaktor zu überwachen oder zu regeln erlaubt. Je nach Bedarf können Leistungsmesser für Einphasenwechselstrom oder für symmetrisch belastete Drehstromnetze hergestellt werden. Netzspannungen sind zwischen 100 und 600 V möglich. Als Meßbereiche stehen zur Verfügung: kapazitiv 0,8...1...0 induktiv; 0,85...1...0,85; 0,5...1...0,5, 0,8...1...0,1 oder 0,5...1...0,2. Die Anzeigegenauigkeit entspricht der Klasse 1,5.

ELRU-Information 306

Aussteuerungsmesser

Gossen liefert jetzt einen neuartigen Aussteuerungsmesser nach den amerikanischen IRE-Normen, der die dynamische Größe von komplexen elektrischen Tonfrequenz-Schwingungen mißt. Das Gerät enthält ein Drehspulmeßwerk mit eingebautem Trockengleichrichter und ist für Schalttafel-einbau (Flansch 104×98 mm) vorgesehen. Die Doppelskala (oben 0...100 und unten -20...0...+3 VU oder dB) erlaubt einwandfreie Ablesung. Vollausschlag entspricht 1,734 V. Die Anzeigegenauigkeit des Gerätes entspricht der Kl. 1,5, und der Frequenzbereich geht von 25...16000 Hz.

ELRU-Information 307

Frequenzanalysator „FAH 17“

Der Frequenzanalysator „FAH 17“ (*Laboratoire Electro-Acoustique*) ist zur Analyse von Frequenzspektren (100...2000 Hz) bestimmt, deren Grundfrequenz sich aus dem Wechselstromnetz (50 Hz) ableitet, und erlaubt außerdem, einzelne Frequenzen zu überwachen oder als Funktion der Zeit darzustellen. Das Gerät enthält einen Frequenz-generator hoher Genauigkeit und variabler Frequenz, die dem Frequenzspektrum überlagert wird. Nach Gleichrichtung gelangt dieses Frequenzgemisch in einen Selektiv-Verstärker, der nur ein sehr schmales Frequenzband hindurchläßt. Jedesmal,

wenn der Unterschied zwischen der am Generator eingestellten Vergleichsfrequenz und einer der Komponenten des Spektrums gerade dieser Bandbreite entspricht, gibt das Meßinstrument einen Ausschlag, der der Amplitude der betreffenden Frequenz proportional ist.

Wenn die Netzfrequenz nicht konstant bleibt, ist eine etwas größere Bandbreite des Verstärkers erforderlich. Andererseits ist es jedoch unerlässlich, daß die Selektivität des Verstärkers sehr hoch ist, damit Frequenzen außerhalb des hindurchgelassenen Frequenzbandes nicht das Meßergebnis beeinflussen können.

ELRU-Information 308

Doppeltriode A2900

Die M-O Valve Company Ltd., London, (Deutsche Vertretung: A. Neye) hat unter dieser Bezeichnung eine neue Doppeltriode herausgebracht, die gegenüber der bekannten 12AT7 eine Reihe von Verbesserungen aufweist. So gelang es beispielsweise durch anderen Systemaufbau und ein anderes Herstellungsverfahren, dieser Röhre über die gesamte Lebensdauer von mindestens 10000 Stunden eine sehr gute Konstanz in allen technischen Daten zu geben; außerdem sind die beiden Systeme sehr gut symmetrisch. Die Röhre ist deshalb insbesondere für Rechenmaschinen und ähnliche Anwendungen sehr gut geeignet und in den meisten Fällen direkt gegen die 12AT7 austauschbar.

ELRU-Information 309

VALVO



STECKEINHEITEN ZUR VORWAHLZÄHLUNG UND PROGRAMMSTEUERUNG

Die elektronischen Bausteine unserer Reihe 88930 dienen zur Zusammenstellung von Zähl- und Steueranlagen für alle Arten industrieller Fertigungsprozesse.

Der Anwender hat dank des Baukastenprinzips weitgehende Freiheit in der Auslegung von Zähl- und Steueranlagen. Er ist zugleich aller Kleinarbeit enthoben, die mit dem Schaltungsentwurf, der Dimensionierung, der gegenseitigen Anpassung und der Erprobung von Einheiten verbunden sind.

Die Bausteine sind mit Relaisröhren und Transistoren bestückt und als Steckeinheiten mit gedruckter Schaltung ausgeführt. Ihre kennzeichnenden Eigenschaften sind

Zuverlässigkeit
Wirtschaftlichkeit
hohe Lebensdauer
unmittelbare Sichtanzeige
max. Zählfrequenz 2 kHz

Auf Anforderung übersenden wir Ihnen gern ausführliche Unterlagen mit Anwendungsbeispielen.

VALVO GMBH HAMBURG 1



Gesellschaft für Industrielle Schweißtechnik mbH zur Unterstützung der Kunststoffindustrie

Die Gesellschaft für Industrielle Schweißtechnik (GIS) hat sich zur Aufgabe gemacht, die Kunststoff-Folien verarbeitende Industrie bei der Durchführung ihrer technischen Aufgaben zu beraten und zu unterstützen, über die neuesten und rationellsten Fertigungsverfahren laufend zu unterrichten sowie die entsprechenden technischen Einrichtungen zu liefern, aufzustellen und zu überwachen. Mit der Entwicklung und serienmäßigen Herstellung der Maschinen (HF-Schweißanlagen, Vorrichtungen für HF-Schweißmaschinen und -Anlagen, HF-Schweißelektroden, Folien-Schneidemaschinen, Vakuumform- und Tiefziehmaschinen, Wärme-Impulsschweißgeräte und -automaten, Verpackungsmaschinen, Fertigungseinrichtungen) ist ein Stab von Mitarbeitern mit langjähriger Praxis auf dem Gebiet der Kunststoffverarbeitung betraut.

Drift-Transistoren AF 111 L, AF 112 L, AF 113 L

Für diese Germanium-Drift-Transistoren garantiert *Intermetall* jetzt bei Verwendung einer Kühlfläche eine Verlustleistung von 400 mW bei 45°C Umgebungstemperatur. Bis auf die Verlustleistung entsprechen die Daten im wesentlichen den Werten für die Typen AF 111, AF 112 und AF 113.

Ehrennadel für Grundig-Mitarbeiter

Langjährige verdiente Betriebsangehörige, die zehn und mehr Jahre ununterbrochen in seinen Werken tätig sind, hat Max Grundig mit einer silbernen Ehrennadel nebst Urkunde auszeichnen lassen, die 533 Angestellte und Arbeiter in diesen Tagen erhielten. Zur Zeit sind in zehn größeren Werken und neun weiteren Zweigbetrieben über 18000 Personen beschäftigt.

Telefunken erweiterte Organisation

Einen weiteren Ausbau ihrer an amerikanische Vorbilder angelehnten Firmenorganisation hat jetzt die *Telefunken GmbH* auf Grund des stark gestiegenen Umsatzes und der damit zusammenhängenden Vergrößerung des Geschäftsumfanges vorgenommen.

In der neugebildeten Gruppe „Warengeschäft“, die Direktor Kurt Nowack als stellvertretendes Vorstandsmitglied leitet, sind die Geschäftsbereiche „Geräte Rundfunk-Fernsehen“ (Direktor Rudi Mantz), „Geräte Mechanik“ (Direktor Ernst Brückmann) und „Röhren“

(Generalbevollmächtigter Dr. Günther Herrmann) zusammengefaßt. Die zweite Gruppe, „Anlagengeschäft“, arbeitet unter der Gesamtleitung des stellvertretenden Vorstandsmitgliedes Dr. Erhard Löwe mit den Geschäftsbereichen „Anlagen Hochfrequenz“ (Dr. Hans Lehmann) und „Anlagen Weitverkehr und Kabeltechnik“ (Generalbevollmächtigter Dr. Günther Wuckel).

Starke Beteiligung der Hersteller von Bauelementen an der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung Berlin

Auf der vierten Sitzung des Ausschusses, der mit der Vorbereitung der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung Berlin (23. August bis 5. September 1961) beauftragt ist, wurde bekannt, daß die Hersteller von Bauelementen sich an der Berliner Veranstaltung in noch stärkerem Maße beteiligen wollen als bei den vorangegangenen Funkausstellungen in Frankfurt am Main und Düsseldorf. Der Meldeschluß für Anträge zur Ermittlung von Ständen auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung ist auf den 20. Januar 1961 festgelegt worden.

NTG-Fachtagungen „Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten in Organismen“ und „Lernende Automaten“

Vom 11. bis 14. April 1961 veranstaltet die Nachrichtentechnische Gesellschaft nacheinander in Karlsruhe die beiden Fachtagungen „Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen“ sowie „Lernende Automaten“, in deren Verlauf mehr als 30 in- und ausländische Fachleute in Einzelvorträgen über die beiden obengenannten Themen sprechen. Ausführliche Programme sind ab Januar 1961 kostenlos bei der Nachrichtentechnischen Gesellschaft erhältlich. Die neue Anschrift des Verbandes Deutscher Elektrotechniker (VDE) und der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE (NTG) lautet: Frankfurt am Main S 10, Stresemann-Allee 21.

ten Bosch-Vertretung jetzt auch in Deutschland

Die Firma *M. ten Bosch Inc.*, Pleasantville, New York, ist neuerdings auch in Deutschland vertreten, und zwar durch die *Willy H. Schlieker KG*, Düsseldorf, Grabenstraße 17.

7. Nationale Tagung „Zuverlässigkeit und Qualitätskontrolle“ in den USA

Vom 9. bis zum 11. Januar 1961 wird im Bellevue Stratford Hotel, Philadelphia, Pa., die siebente nationale Tagung „Zuverlässigkeit und Qualitätskontrolle“ abgehalten, auf der von maßgebenden Fachleuten über 50 Einzelvorträge zu diesem Thema gehalten werden.

KALTKATHODEN-RELAISRÖHREN

für zuverlässige elektronische Geräte

Kaltkathoden-Relaisröhren gehören zu den modernsten elektronischen Schaltelementen.

Cerberus Relaisröhren besitzen Reinmetallkathoden und bieten deshalb besondere Vorteile:

- Lange Lebensdauer
- Hohe Zuverlässigkeit
- Temperaturunabhängigkeit
- Kleine Streuungen
- Hohe Eingangsimpedanz
- Ausgezeichnete Stabilität
- Einfache, übersichtliche Schaltungstechnik
- Sichtbarkeit des Schaltzustandes
- Unempfindlichkeit gegen Ueberlastungen

Anwendungen:

Elektronische Relais (Steuerung durch feinste oder hochohmige Kontakte, kleinste Ströme, schwach leitende Flüssigkeiten für Niveauekontrolle etc.)

Lichtrelais (Steuerung durch Photozellen und Photowiderstände in Dämmerungsschaltern, Ölfuerungsautomaten, Lichtschranken etc.)

Zeitrelais und Programmsteuerungen

Überwachungseinrichtungen (z. B. Spannungsüberwachung)

Automatiksaltungen (z. B. Zähler, Auswahlaltungen, Maschinensteuerungen)

Verlangen Sie unsere ausführlichen Datenblätter und Schaltungsbeispiele.

Cerberus AG Männedorf Tel. 051/74 15 55



Direktor K. Wieczorek †

Am 6. November starb Dipl.-Ing. Kurt Wieczorek, Vorstandsmitglied der *Deutsche Telephonwerke und Kabelindustrie Aktiengesellschaft*, Berlin, kurz vor Vollendung seines 63. Lebensjahres. Nach Beendigung seines Studiums an der Technischen Hochschule Charlottenburg war Wieczorek von 1923 bis 1934 Laborleiter in der *Autofabag (Automatische Fernsprech-Anlagen-Bau-Gesellschaft mbH)*, einer gemeinsamen Gründung der Firmen *DeTeWe*, *C. Lorenz AG* und *Telephonfabrik AG vorm. I. Berliner*. Anschließend übernahm er die Leitung des Fernsprechlaboratoriums der *DeTeWe*. Nach dem Kriege stand Wieczorek der Fernsprechatteilung der *DeTeWe* vor und hatte in dieser Eigenschaft maßgeblichen Anteil am Wiederaufbau des Unternehmens. Seit dem 1. Februar 1952 gehört Wieczorek dem Vorstand des Unternehmens an.

Dr. R. Schmidt 80 Jahre

Oberregierungsrat a.D. Dr. phil. Rudolf Schmidt vollendete am 24.11.1960 sein 80. Lebensjahr. Geboren in Stendal, studierte er Physik an den Universitäten Freiburg und Halle. Von 1906 bis 1937 gehörte er der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt an und bemühte sich besonders um den Ausbau und die Organisation der elektrischen Prüfmäßer. Nach seinem Ausscheiden aus der PTR arbeitete Dr. Schmidt auf dem Gebiet der Meßtechnik weiter, zuletzt bei der *AEG*, bei der er die Entwicklung elektrischer Präzisions-Meßinstrumente leitete. In der Meßgeräte-Kommission des VDE führte er fast vier Jahrzehnte lang den Vorsitz. Außerdem war er Mitglied des deutschen Komitees der International Electrical Commission.

Siegmond Loewe 75 Jahre



Der Seniorchef der *Loewe Opta AG*, Dr. Siegmund Loewe, beging am 6. November 1960 in Yonkers bei New York, USA, seinen 75. Geburtstag. Dieser Pionier der deutschen Rundfunktechnik ist Inhaber von mehreren hundert Patenten und gehört zu jener kleinen Gruppe von Technikern, die in den Jahren 1920 bis 1923 den Rundfunk in Deutschland einführten. Nach vorbereitendem Studium unter Prof. Slaby an der Technischen Hochschule Charlottenburg trat er 1905 als Ingenieur bei *Telefunken* ein und wurde bald Mitarbeiter von Graf Arco. 1919 gründete er ein eigenes Laboratorium, in dem besonders Probleme der Radiotelefonie, der Verstärkerrohre und des sprechenden Films experimentell erforscht wurden. Um seinen vielen Erfindungen eine wirtschaftliche Verwertung zu sichern, gründete er eine Anzahl von Firmen, aus denen später die *Radio AG D. S. Loewe* und schließlich die *Loewe Opta AG* hervorgegangen sind.

L. Staebler 60 Jahre

Am 10. November vollendete Ludwig Staebler, Leiter der Vertriebsorganisation der *Deutschen Philips GmbH*, sein 60. Lebensjahr. Der gebürtige Stuttgarter trat nach Beendigung seiner kaufmännischen Lehrzeit in eine Instrumentengroßhandlung ein und lernte dabei Schallplatten und Phonogeräte kennen. Später widmete er sich ganz diesem neuen Teilgebiet des Rundfunks und diente dieser Branche bis 1939. Im März 1949 kam Staebler zur *Deutschen Philips GmbH* in Stuttgart, wurde 1950 Verkaufsleiter in München und ist seit 1956 in seiner jetzigen Position in der Hauptniederlassung in Hamburg tätig.

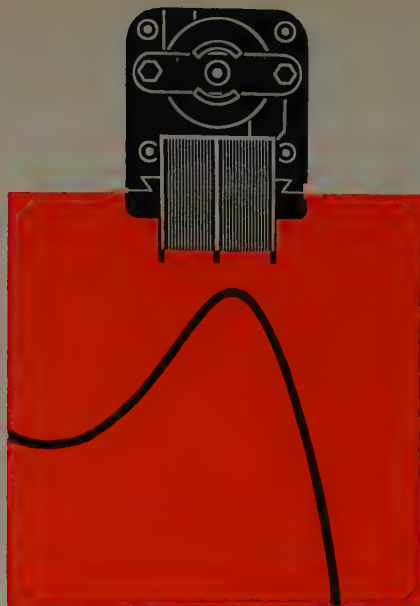


Dr. Heymann 60 Jahre

Am 16. Dezember beging Dr. Herbert Heymann, Vorstandsmitglied der *Telefunken GmbH*, Berlin, seinen 60. Geburtstag. Nach beendetem Studium trat er in die Verwaltung von *Telefunken* ein und gehört dem Hause jetzt seit über 35 Jahren an. 1946 wurde er in den Vorstand der Gesellschaft berufen, deren Finanzverwaltung ihm seit fast 15 Jahren untersteht. In den Jahren nach dem zweiten Weltkrieg war Heymann maßgeblich am Wiederaufbau des Unternehmens beteiligt.

E. Pätzold 50 Jahre

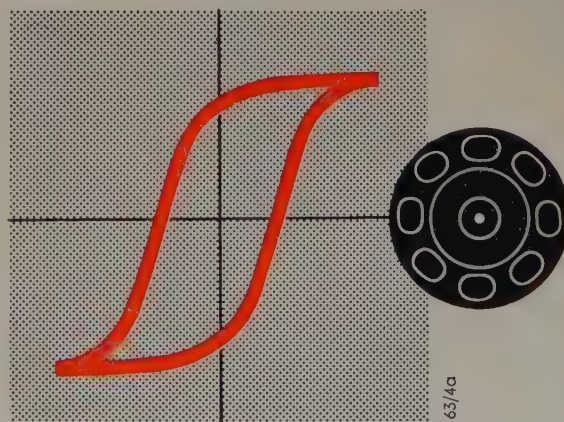
Das Vorstandsmitglied der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG Hannover, Dipl.-Ing. Ernst Pätzold, beging am 8. November seinen 50. Geburtstag. Nach Abschluß seines Studiums an der Technischen Hochschule Hannover war Pätzold zunächst mehrere Jahre als Entwicklungs-



Kleinstmotoren für jeden Verwendungszweck

Siemens-Kleinstmotoren sind das Ergebnis einer 25jährigen Entwicklungsarbeit. Sie zeichnen sich durch besonders ruhigen Lauf und hohe Betriebssicherheit aus und werden als Hysteres-Synchronmotoren, Umkehrmotoren für wechselnde Drehrichtung, Spaltpol-Asynchronmotoren, Nachlaufmotoren mit regelbarer Drehzahl sowie als Universal- und Einphasen-Kondensatormotoren ausgeführt.

Siemens-Kleinstmotoren eignen sich für viele Verwendungszwecke, beispielsweise zum Antrieb von Zeituhren und Schaltuhren, zum Einbau in Relais und Schaltwerke. Sie dienen der Verstellung von Regelorganen und Ventilen und werden in Tarifgeräten verwendet. Darüber hinaus sind Siemens-Kleinstmotoren in der gesamten Meß- und Regelungstechnik sowie als Antriebe für Büro- und Haushaltsmaschinen unentbehrlich.



Die Hauptwerkbeabteilung der Siemens-Schuckertwerke AG, Erlangen, sendet Ihnen auf Wunsch ausführliche Druckschriften

ingenieur bei *Siemens & Halske* und dann im Staatsdienst tätig, wo er zuletzt das Amt eines Regierungsbaurats innehatte. 1953 trat Pätzold in den Vorstand der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG ein, und die 1957 erfolgte Gründung der Elektro-Messehaus Hannover GmbH geht im wesentlichen auf seine Initiative zurück. Außerdem gehört Pätzold dem Beirat des AUMA (Ausstellungs- und Messeausschuß der Deutschen Wirtschaft e. V., Köln) an.

R. Weigel 40 Jahre bei Röntgenmüller

Am 2. November konnte Robert Weigel, Leiter der Röhrenfertigung im Röntgenwerk Fuhlsbüttel der *C. H. F. Müller GmbH*, auf eine 40-jährige Firmenzugehörigkeit zurückblicken. R. Weigel trat 1920 als Werkzeugmacher-Lehrling bei der Firma *Röntgenmüller* ein, deren Fabrikationsstätte damals noch in Hamburg-Hammerbrook lag. Bereits wenige Jahre nach Abschluß seiner Lehre übernahm er die gesamte Werkstattkontrolle. Im Anschluß an die Übersiedlung nach Hamburg-Fuhlsbüttel war Weigel als Meister in der Dreherei, Stanzerei und Presserei tätig. Zu Beginn der 30er Jahre wechselte er in die Röntgenröhren-Fertigung über, deren verantwortliche Leitung der Jubilar seit nunmehr zwölf Jahren innehat.

H. Pitsch 25 Jahre bei Telefunken



Sein 25jähriges Dienstjubiläum beging kürzlich Dipl.-Ing. Helmut Pitsch, Patentingenieur für Rundfunkempfänger der *Telefunken GmbH*, Hannover. Nach dem Studium an der Technischen Hochschule Aachen war er im Jahre 1929 kurze Zeit in der Materialprüfung der Firma *Röchling-Buderus* in Wetzlar tätig und trat Anfang 1930 in die Patentabteilung der Firma *C. Lorenz AG* in Berlin-Tempelhof ein. 1935 begann er bei *Telefunken* zunächst im Laboratorium, übernahm aber bald die Patentbearbeitung auf dem Gebiet der Rundfunkempfänger und konnte dort die Entwicklung der Rundfunkempfängertechnik gründlich kennenlernen. Als Autor einer Reihe von Fachbüchern („Lehrbuch der Funkempfangstechnik“, „Hilfsbuch für die Funktechnik“, „Einführung in die Rundfunkempfangstechnik“, „Der Weg zum Patent“) ist H. Pitsch weit über die Rundfunkindustrie hinaus bekanntgeworden.

25jähriges Dienstjubiläum von R. Bernhardt

Am 1. November beging Dipl.-Kfm. Rudolf Bernhardt, Exportleiter der Geschäftsbereiche Anlagen (Hochfrequenz und Weitverkehr) der *Telefunken GmbH*, Ulm, sein 25jähriges Dienstjubiläum. Er begann seine Laufbahn bei *Telefunken* in Berlin, wo ihm Aufgaben innerhalb der kaufmännischen Revision des Anlagen-Bereiches übertragen wurden. Eine vorübergehende Auslandstätigkeit für das Unternehmen schloß sich an, und seit 1955 befaßt sich R. Bernhardt mit der Ausweitung des Exports.

R. Jöst 25 Jahre bei Philips

Am 15. November konnte Rudolf Jöst, Direktor des Filialbüros Saarbrücken der *Deutschen Philips GmbH*, auf eine 25jährige Firmenzugehörigkeit zurückblicken. Dem gebürtigen Mannheimer wurden 1935 der Aufbau und die Leitung der Filiale Saarbrücken übertragen. Während der Nachkriegszeit unterstand diese Filiale, die 1953 in die *Saarländische Philips GmbH* umgewandelt wurde, zeitweilig der *S. A. Philips Paris* und gehört seit der Rückgliederung des Saarlandes wieder zur *Deutschen Philips GmbH*.

NEUE BÜCHER

Forschungsberichte des Landes Nordrhein-Westfalen

Herausgegeben vom Kultusministerium des Landes Nordrhein-Westfalen. Köln und Opladen 1960, Westdeutscher Verlag.

Bericht Nr. 825: Untersuchung örtlicher Rückstrahler auf Schiffen, vorzugsweise im Grenzwellenbereich, mit dem Sichtfunkpeiler

Von H. Gabler und G. Gresky. 60 S. m. 50 B. DIN A 4. Preis kart. 18,70 DM.

Funkpeilungen auf Schiffen waren anfangs mit Fehlern behaftet, weil außer dem Peilrahmen auch sämtliche metallischen Aufbauten, soweit sie offene Antennen oder Schleifen bilden, erregt wurden und Rückstrahlungsfelder hervorriefen, die sich mit dem Feld der einfallenden Peilwellen am Rahmenplatz vektoriell zusammensetzten. Der vorliegende Bericht gibt systematische Untersuchungen ohne und mit künstlich angebrachtem Rückstrahler wieder sowie Untersuchungen über die Einwirkung örtlicher Rückstrahler auf Schiffen, wie sie auf den Vermessungsschiffen „Gauss“ und „Ruden“ ausgeführt wurden. Peilerschwerungen treten im allgemeinen bei kleineren Schiffen nicht auf, weil die Eigenresonanzen ihrer Rückstrahler weit außerhalb des für Schiffe vorgesehenen kommerziellen Grenzwellenbereiches liegen. Auf größeren Schiffen müssen jedoch geeignete Maßnahmen zur Sicherstellung der Funkpeilung getroffen werden, wie zum Beispiel Herausnahme des Antennensystems aus dem Bereich der Rückstrahlungsfelder durch Montage auf der Mastspitze. —öh—

Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden

Berichtigung

Ein neues Verfahren zur Konstanthaltung des Bandzuges bei Magnetbandgeräten

Wie die Verfasser mitteilten, muß es unter „2. Verschiedene Möglichkeiten zur Konstanthaltung des Bandzuges“ in Zeile 13 auf S. 414 im Heft 10 richtig heißen: Reine Regelung ... und in Zeile 16: Je schwächer ...

Unveränderte 3. Auflage!

FUNDAMENTE DER ELEKTRONIK

Einzelteile • Bausteine • Schaltungen

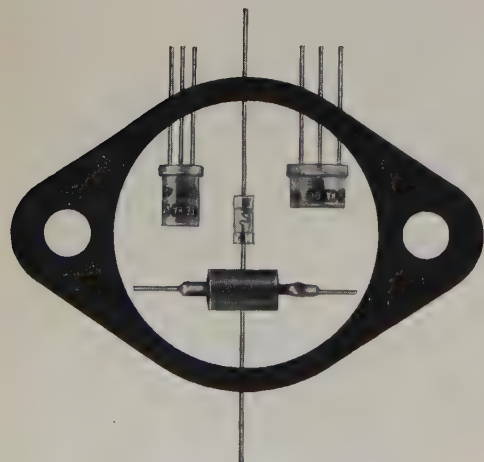
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE

223 Seiten • 431 Bilder • 10 Tabellen • Ganzleinen 18,50 DM

jetzt wieder lieferbar!

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde



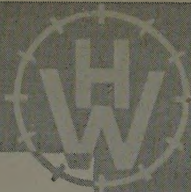
SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- UND DRAHTWERKE A.G. NÖRNBERG



Neuzeitliche, vollautomatische Fertigungseinrichtungen erfüllen die Forderung nach Stabilität und hoher technischer Güte der TE-KA-DE-Halbleiter. Das erweiterte Verkaufsprogramm der TE-KA-DE umfaßt: Germanium- u. Silizium-

Dioden – u.a. Varicaps – in Allglas- und Keramik-Ausführung, NF-Vorstufen- u. Leistungstransistoren nach Stromverstärkung u. Spannungsfestigkeit gruppiert, ferner Kupferoxydul-Messgleichrichter und Modulatoren aller Schaltungsarten.

WETZER



Zeitmeß- und Kontrollgeräte

finden u. a. Anwendung zur Registrierung von:

Prüfergebnissen, Zählergebnissen elektronischer Zähler, Arbeitszeiten, Gewichten

Überwachung von:

Lieferungen an Schüttgut, Sendevorgängen.



Betriebsstundenzähler Horameter

für die Kontrolle von Maschinen jeder Art

für Gleichstrom 6/12/24 V
für Wechselstrom 110/220/380 V
für Gleich- und Wechselstrom
für „Rüttel“-Antrieb

Wir beraten Sie gerne.
Verlangen Sie Prospekt 1100



HERMANN WETZER KG

PFRONTEN / BAYERN

ROBOT registriert rationell!!

ROBOT registriert rationell!!

ROBOT registriert rationell!!

AUFSCHREIBEN?
ABLESEN?
SKIZZIEREN?
DIKTIEREN?
VERGLEICHEN?
BEHALTEN?

Nein:

fotografisch registrieren!



ROBOT registriert rationell!!

ROBOT - das universelle fotografische
Registriersystem für Forschung und Überwachung.
Fordern Sie bitte die Druckschrift FR 34 an.

ROBOT-FOTO ^{GM}_{BH} DÜSSELDORF

ROBOT registriert rationell!!

ROBOT registriert rationell!!

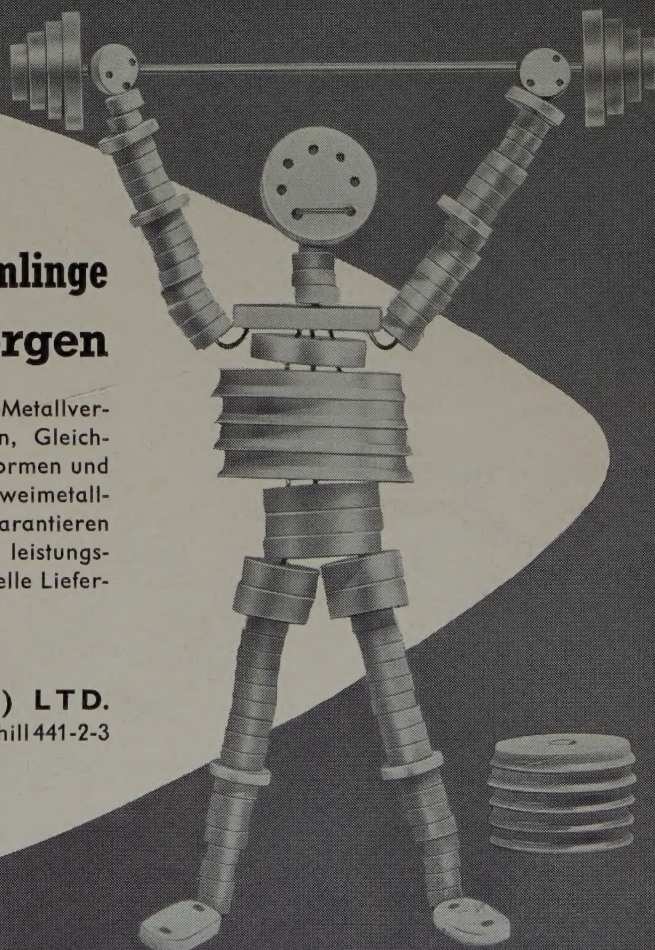
ROBOT registriert rationell!!

MANSOL Vorformlinge entheben Sie Ihrer Sorgen

Verwendet bei der Herstellung von Glas-Metallverschmelzungen; Röhrensockel, Transistoren, Gleichrichter usw. Vorformlinge können in allen Formen und Größen für Eisen-, Kovar-, Kupfer- und Zweimetall-Verschmelzungen geliefert werden. Wir garantieren gleichmäßige Qualität, genaue Toleranzen, leistungsfähige Produktion in jeder Menge und schnelle Liefermöglichkeiten.

Anfragen an

MANSOL (GREAT BRITAIN) LTD.
Hollands Road, Haverhill, Suffolk, Tel. Haverhill 441-2-3



* *Gute Fachbücher-* *beliebte Weihnachtsgeschenke* *



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band: 728 Seiten • 646 Bilder • Ganzleinen 15,— DM
 II. Band: 760 Seiten • 638 Bilder • Ganzleinen 15,— DM
 III. Band: 744 Seiten • 669 Bilder • Ganzleinen 15,— DM
 IV. Band: 826 Seiten • 769 Bilder • Ganzleinen 17,50 DM
 V. Band: **Fachwörterbuch mit Definitionen u. Abbildungen**
 810 Seiten • 514 Bilder • Ganzleinen 26,80 DM
 VI. Band: 765 Seiten • 600 Bilder • Ganzleinen 19,50 DM

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETMANN

Über 400 Seiten • Über 340 Bilder • 13 Tabellen • Ganzleinen 34,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETMANN

336 Seiten • 322 Bilder • Ganzleinen 17,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETMANN

224 Seiten • 206 Bilder • Ganzleinen 17,50 DM

Spezialröhren

Eigenschaften und Anwendungen

von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH

439 Seiten • 319 Bilder • 13 Tabellen • Ganzleinen 32,— DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen

von J. CZECH

Überarbeitete und bedeutend erweiterte Fassung von Czech:
DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF

684 Seiten • 636 Bilder • 17 Tabellen • Ganzleinen 36,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile • Bausteine • Schaltungen

von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE

223 Seiten • 431 Bilder • 10 Tabellen • Ganzleinen 18,50 DM

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke

von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER

650 Seiten • 392 Bilder • 7 Tabellen • 536 Formeln • 48 Rechenbeispiele
 97 durchgerechnete Aufgaben • Ganzleinen 34,— DM

Fernsehempfänger **Arbeitsweise • Schaltungen Antennen • Instandsetzung**

von HERBERT LENNARTZ

248 Seiten • 228 Bilder • 7 Tabellen • Ganzleinen 22,50 DM

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung

Herausgegeben im Auftrage des Außeninstituts der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg

224 Seiten • 140 Bilder • Ganzleinen 18,50 DM

Kompendium der Photographie

I. Band: Die Grundlagen der Photographie

Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage

von Dr. EDWIN MUTTER

358 Seiten • 157 Bilder • Ganzleinen 26,— DM

II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren

In Vorbereitung

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten

I. Band: Englisch • Deutsch • Französisch

von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU

664 Seiten • Ganzleinen 37,50 DM

IN VORBEREITUNG

Elektrische Antriebe

elektronisch gesteuert und geregelt

von Ing. GERHARD WEITNER

*Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag
 Spezialprospekte auf Anforderung*

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

281 282 283 284 285 286 287 288 289 290 291 292 293 294 295 296 297 298 299 300
301 302 303 304 305 306 307 308 309 310 311 312 313 314 315 316 317 318 319 320
321 322 323 324 325 326 327 328 329 330 331 332 333 334 335 336 337 338 339 340
(Gültig bis 31. 3. 1961)

Seite.....Firma.....

Erzeugnis.....

Seite.....Firma.....

Erzeugnis.....

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

(Firma)

Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

AEG

Elektrische Meßumformer „B-M“

Zur Umformung einer oder mehrerer Meßgrößen (Eingang) in eine andere Meßgröße (Ausgang), die zur weiteren Verarbeitung in Meß- und Steuerstrecken geeignet ist, dienen die elektrischen Meßumformer „B-M“. Der Typ „B-M 1“ enthält ein oder zwei Drehpulmeßwerke und ein Leistungsmeßwerk, der Typ „B-M 2“ ein bis fünf Drehpulmeßwerke sowie ein oder zwei Leistungsmeßwerke.

ELRU-Information 288

Mikroschalter „Y 4“

Die Mikroschalter „Y 4“ sind Momentschalter (als Öffner, Schließer oder Wechsler ausführbar), haben kleine Abmessungen und sind für 250 V Wechselspannung, 4 A, geeignet. Auch bei schleichtender Betätigung der Schalttaste springt das Schaltglied (Spezial-Kupfer-Berylliumlegierung) stets schlagartig um.

ELRU-Information 289

BBC

Moderne Thyratrons

Neben einer Beschreibung der Wirkungsweise von Thyratrons und ihres Steuermechanismus wird in einem Sonderdruck der

BBC auch auf industrielle Anwendungsmöglichkeiten von Thyratrons eingegangen.

ELRU-Information 290

Brüel & Kjær Technical Review, Nr. 3/1960

Das vorliegende Heft dieser Hauszeitschrift behandelt die allgemeinen mechanischen und elektrischen Eigenschaften elektrodynamischer Schwingungserreger (Schütteltische) sowie deren Ersatzschaltbild. An Hand von Frequenzkurven zweier verschiedener Erreger wird der Einfluß des Tauchpulwiderstandes nachgewiesen. Anschließend sind einige Bemerkungen über die Eichung piezoelektrischer Beschleunigungsmesser enthalten. Auf den letzten Seiten werden Neuheiten aus der Fabrik vorgestellt, wie zum Beispiel das Bandfilter „1611“, der Schnell-Pegelschreiber „2305“, das Weitebereich-Voltmeter „2405“ mit kapazitivem Abschwächer, der Rauigkeitsmesser „6102“ und der Präzisions-Schallpegelmessers „2203“.

ELRU-Information 291

Elektro Spezial Meßleitung „PP 4380 X“

Zur Ermittlung des Stehwellenverhältnisses (< 1,05) von Hohl-

leitern in der Fertigung und in Laboratorien beim Abgleich von Leitungen, Antennen, Filtern usw. dient die Philips-Meßleitung „PP 4380 X“ im Frequenzbereich von 8200...12400 MHz. Sie besteht aus einem rechteckigen Hohlleiterstück, das auf der oberen Seite geschlitzt ist, und einem Meßschlitten, den man auf dem Hohlleiter bewegen kann. Dieser Meßschlitten enthält den Feintrieb für die Verschiebung, die am Skalenfenster auf einer Nominusskala ablesbar ist.

ELRU-Information 292

Induktiver Amplitudenaufnehmer „PR 9310“

Zur relativen und absoluten Messung von Wegamplituden oder statischen Verlagerungen von Bau- und Maschinenelementen hat Philips den induktiven Amplitudenaufnehmer „PR 9310“ entwickelt, der mit einer geeigneten Meßbrücke verwendet wird. Darüber hinaus kann man mit diesem Gerät Gas- und Flüssigkeitsdrücke sowie Kraft, Gewicht, Materialstärken, Beschleunigungen und Exzentrizitäten messen. Die Arbeitsweise beruht auf dem Prinzip der veränderbaren Kopplung zwischen einer Primärspule und zwei Sekundärspulen. Die Empfindlichkeit ist 0,25 mV/µm, die maximale Wegamplitude ± 1 mm (bei 70 Hz).

ELRU-Information 293

English Electric Valve Klystron 4KM50,000LA

Insbesondere für Fernsehsender im Band IV eignet sich das wasser- und luftgekühlte Hochleistungsklystron 4KM50,000LA, das zwischen 400 und 610 MHz einsetzbar ist und maximal 10 kW Ausgangsleistung hat. Die Steuerleistung bei 1 MHz (5 MHz) Bandbreite ist 20 mW beziehungsweise 20 W.

ELRU-Information 294

General Radio Übersichtskatalog

Ein 16seitiger kurzgefaßter Katalog enthält das Wichtigste aus dem Lieferprogramm der General Radio, wie zum Beispiel Oszillatoren, Signal- und Rauschgeneratoren, Impulsgeneratoren, Meßbrücken, Filter, VHF- und UHF-Ausrüstungen, Verstärker, Frequenznormale und -analysatoren, Stroboskope, Schallmeßgeräte, Variacs usw.

ELRU-Information 295

Grundig Röhrenvoltmeter „RV 11“

Dieses Röhrenvoltmeter für den Service-Techniker gestattet Gleichspannungsmessungen in sieben Bereichen bis zu 1000 V. Mit Hilfe eines zusätzlich liefer-



Enthält in den Dezemberheften folgende Beiträge:

1. Dezemberheft 1960 (23)

Mobilfunk auch bei uns?

Schmalfilmvertonung mit Tonkopplern

Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für Hi-Fi-Wiedergabe

Vor- und Nachteile der Filter- und Phasenschiebermethode bei Einseitenbandbetrieb von KW-Sendern

Stereo-Verstärker »Diwefon 7060«

Prüfgeräte für die Rocktasche · Niederohmiger Durchgangsprüfer

Schallplatten für den Hi-Fi-Freund

2. Dezemberheft 1960 (24)

Bilanz der letzten 12 Monate

Einige Besonderheiten beim UHF-Empfang

Trockenbatterien — heute aktueller denn je

Neue Radaranlagen für die Seeschifffahrt

Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Der Stereo-Konverter

Nachhall- und Mischverstärker »Diwefon 760 H«

Prüfgeräte für die Rocktasche · Hochohmiger Leitungsprüfer mit Gleichspannungswandler

Schallplatten für den Hi-Fi-Freund

*

FT-Kurznachrichten · Persönliches · Aus Zeitschriften

und Büchern · FT-Werkstattwinke

Beilage: Halbleiterdioden, Wirkungsweise und Schaltungstechnik

ELEKTRONIK-INGENIEUR: Servotechnische Steuer- und Regeleinrichtungen

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwald

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Elchborndamm 141-167

baren Hochspannungsteilers (1:30) kann der Meßbereich auf 30 kV erweitert werden (Meßfehler $\pm 3\%$). Außerdem sind zwischen 40 Hz und 8 MHz Wechselspannungen bis 1000 V in ebenfalls sieben Bereichen meßbar (Meßfehler $\pm 5\%$). Sieben weitere Meßbereiche stehen für Widerstandsmessungen zwischen 1 Ω und 200 M Ω zur Verfügung. Bei allen Gleichspannungsmessungen ist der Eingangswiderstand 10 M Ω und erlaubt somit fast verlustfreies Messen.

ELRU-Information 296

Haydon Comp. Kleinstmotor Serie „42 100“

Für viele Anwendungen eignet sich dieser 60-Hz-Kleinst-Synchronmotor (Länge 7/8"). Er ist für Anschlußspannungen von 6 bis 230 V lieferbar. Die maximale Stromaufnahme ist 20 mA, und der Rotor macht 300 U/min. An der Ausgangswelle stehen Drehzahlen von 300 U/min...1/6 U/h zur Verfügung.

ELRU-Information 297

Muirhead Technique, Nr. 4/1960

Drei neue Geräte werden in der vorliegenden Nummer dieser Hauszeitschrift vorgestellt und ihre Verwendungsmöglichkeiten beschrieben: Der Impedanz- und Winkelmesser „D-728-B“, der integrierende Leistungsmesser „D-996“ sowie der Phasemesser

„D-729-A“ für Messungen von Gruppenlaufzeitveränderungen in Fernsehsignalen.

ELRU-Information 298

Nickel-Informationsbüro Nickel-Berichte, Nr. 9—10/1960

Der Leitartikel befaßt sich mit der Überladesicherheit gasdichter Nickel-Kadmium-Akkumulatoren. Außerdem enthält dieses Heft wiederum zahlreiche Schrifttumsauszüge aus den Gebieten Nickel, Vernicklung, Metall-Legierungen, Nickel-Eisen-Legierungen, Gußeisen, Baustähle sowie korrosions- und hitzebeständige Legierungen.

ELRU-Information 299

Nordmende HF-Meßgeräte

Ein neuer Prospekt stellt Meßgeräte für Industrie- und Hochschullabors sowie für Forschung, Werkstatt und Service vor, darunter die Universal-Oszillografen „UO 963“ und „UO 965“ sowie den Fernseh-Signalgenerator „957/II“.

ELRU-Information 300

Spencer-Kennedy Labs. Impulsgenerator „503“

Zur Prüfung der Übertragungseigenschaften von Breitbandsystemen in der Radar-, Fernseh- und Nachrichtentechnik sowie in

der Kernforschung eignet sich der Impulsgenerator „503“ (Deutsche Vertretung: R. Dressler). Der Generator liefert unter Verwendung eines Koaxial-Quecksilber-Relais positive und negative Rechteckimpulse mit weniger als 10^{-9} s Anstiegszeit und einer von 0...150 V kontinuierlich einstellbaren Amplitude an 50 Ω . Die Länge des außen anzuschließenden 50- Ω -Kabels bestimmt die Impulsbreite. Sie ist wenigstens $6 \cdot 10^{-10}$ s und mit dem zugehörigen Kabel 50 $\cdot 10^{-9}$ s. Die Impulsfrequenz ist von 50 bis 120 Hz variabel. Außerdem ist externe Triggerung und Auslösung von Einzelimpulsen möglich.

ELRU-Information 301

Telefunken

ELA-Tip, Nr. 16/1960

Das vorliegende Heft enthält Beiträge aus der drahtlosen Übertragungstechnik und berichtet über eine drahtlose Übertragungsanlage, auf die bereits in Nr. 13 hingewiesen wurde, führt als Beispiele die drahtlosen Übertragungsanlagen in den Sterling Forest Gardens, Tuxedo, New York, und den drahtlosen Fremdenführer im Heidelberger Schloß an. Weitere Aufsätze befassen sich mit der Induktionsschleifen-technik und mit dem Einfluß des Geräuschpegels vom „V 530“ auf den Geräuschabstand einer Übertragungsanlage.

ELRU-Information 302

Bleikammern

Für Aktivitätsmessungen und zur Spektrometrie mit Szintillationszählern, Proportionalzählern, Geiger-Müller-Zählrohren und Durchflußzählern werden Bleikammern in verschiedenen Größen mit 50 oder 70 mm dickem Bleimantel und einer innen und außen 5 mm starken Stahlauskleidung hergestellt. Mit den Bleikammern kann der die Messung von Radioaktivitäten störende Nulleffekt wesentlich vermindert werden. Außerdem sind Zusatzgeräte, wie Zwischenringe, Probenschächeln usw., lieferbar.

ELRU-Information 303

Vollmer

Studio-Magnettongerät „M 10 AWM“

Dieses Gerät hat ein dreimotoriges Laufwerk, das durch Polumschaltung oder mechanisch auf 19,05 oder 38,1 cm/s Bandgeschwindigkeit umschaltbar ist, für 6,25 mm breites Band. Die Gleichlaufschwankungen sind $\pm 1,5/100$ beziehungsweise $1/100$, der Schlupf $< 2/100$, die Laufdauer 90 beziehungsweise 45 min für 1000 m Band. Der Frequenzumfang ist 30...15000 Hz ± 2 dB $- 3$ dB beziehungsweise 30 bis 16000 Hz ± 2 dB. Der Typ „M 10 AWM“ verfügt zusätzlich über den Mikrofonverstärker „177“ und ein Drehspeichersystem mit dB- und Prozentskala zur Aussteuerungsmessung.

ELRU-Information 304